

T H E S E

présentée

A LA FACULTE DES SCIENCES D'ORSAY

UNIVERSITE DE PARIS

pour obtenir le titre de Docteur de l'Université
(mention Sciences)

par

Alberto XAVIER BISPO
Ingénieur (S.S. Automatique)
ENSEEHT

Sujet de la thèse : TRANSFEROMETRE ELECTRONIQUE

Soutenue le

10.11.1970

devant la Commission d'Examen

MM. PICINBONO

Président

DONADIEU

Examineurs

DEBRAINE

GABET

T H E S E

présentée

A L A F A C U L T E D E S S C I E N C E S D ' O R S A Y

U N I V E R S I T E D E P A R I S

pour obtenir le titre de Docteur de l'Université
(mention Sciences)

par

Alberto XAVIER BISPO
Ingénieur (S.S. Automatique)
ENSEEHT

Sujet de la thèse : TRANSFEROMETRE ELECTRONIQUE

Soutenue le

18 OCT 1970

devant la Commission d'Examen

MM. PICINBONO

Président

DONADIEU

Examineurs

DEBRAINE

GABET

Je soussigné, le 10/10/1914, à Paris, France.

En témoignage de ma reconnaissance, j'ai écrit ces quelques lignes.

Je prie de vous adresser mes sentiments les plus distingués.

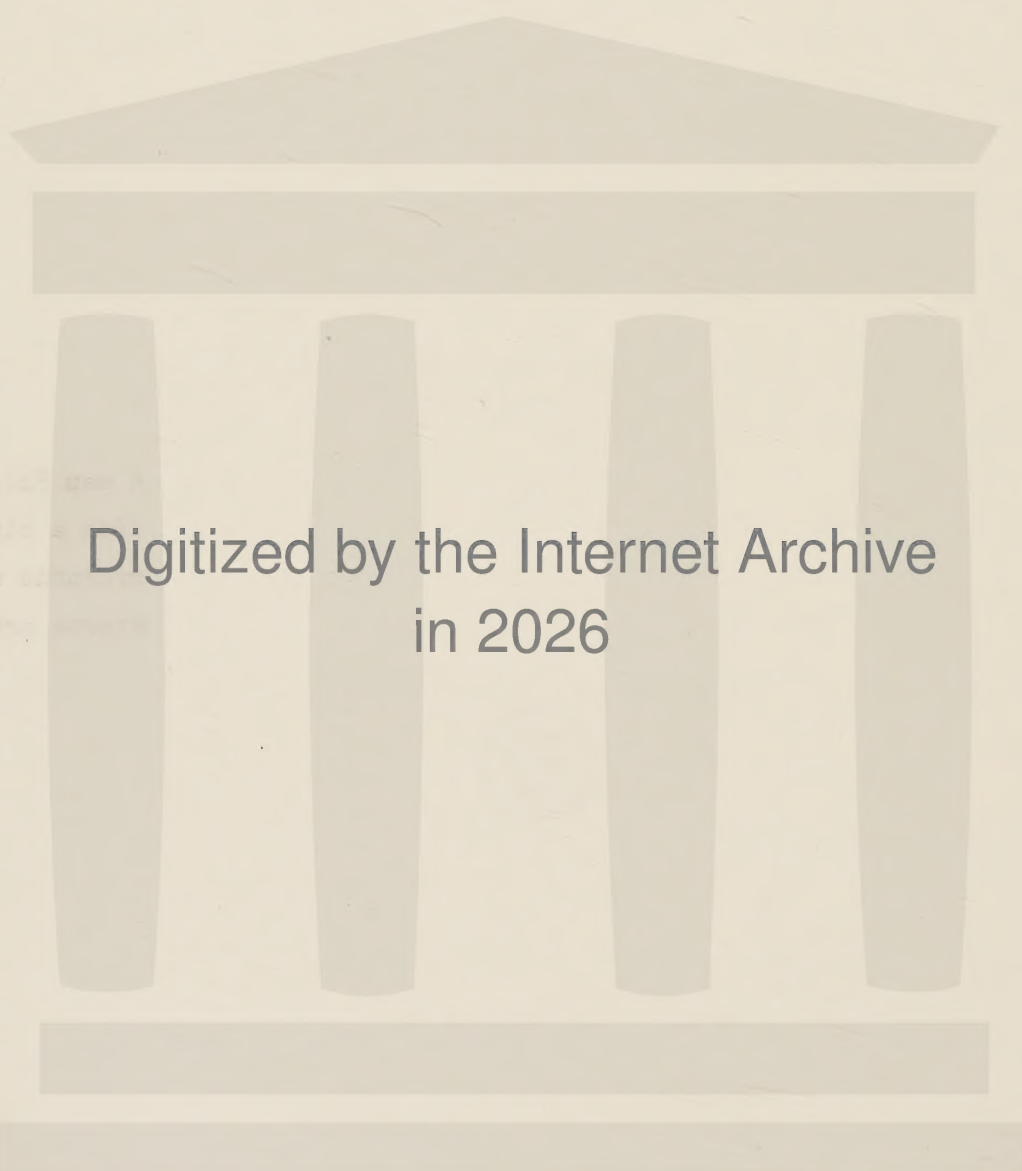
A mon Père, à mes
tous les miens
profonde et
éternelle gratitude

Je prie de vous adresser mes sentiments les plus distingués.

Je prie de vous adresser mes sentiments les plus distingués.

Je prie de vous adresser mes sentiments les plus distingués.

Je prie de vous adresser mes sentiments les plus distingués.



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41553014_0045

AVANT-PROPOS

Ce travail a été effectué à l'I.N.S.T.N. (Institut National des Sciences et Techniques Nucléaires), - Saclay.

Je tiens à remercier la direction et le personnel de l'I.N.S.T.N., plus particulièrement, Monsieur BAUER, Madame EICHNER et Monsieur ORIA, pour les facilités de travail qu'ils m'ont accordées.

Monsieur le Professeur DEBRAINE (Adjoint au Directeur du Centre d'Etudes Nucléaires) m'a guidé et encouragé tout au long de ce travail. Qu'il me soit permis de lui témoigner ici ma profonde gratitude et mon respectueux attachement.

J'exprime ma gratitude à Monsieur GABET (Ingénieur CEA), pour les conseils, les encouragements et l'intérêt qu'il a porté au déroulement de ce travail.

Monsieur le Professeur PICINBONO a bien voulu, malgré ses multiples occupations, accepter la présidence du jury. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de ma déférente gratitude.

La présence dans ce jury de Monsieur le Professeur DONADIEU m'est un honneur auquel je suis très sensible. Je le prie de croire en ma respectueuse reconnaissance.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance au L.A.A.S. (Laboratoire d'Automatique et ses Applications Spatiales), à l'E.N.S.E.E.H.T. (Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique,

d'Electronique et d'Hydraulique de Toulouse) et à l'E.N.E.
(Escola Nacional de Engenharia da Universidade do Brasil),
pour l'orientation qu'ils ont su donner à ma formation scienti-
fique et les nombreux encouragements qu'ils m'ont accordés.

Je remercie également tous ceux qui m'ont apporté
leur expérience et Madame AIGUESPARSES pour la réalisation maté-
rielle de ce mémoire.

RESUME DE THESE DE DOCTORAT

Transféromètre Electronique

A.X. BISPO

L'appareil que nous avons conçu sert à effectuer automatiquement l'analyse fréquentielle des systèmes linéaires d'impédance d'entrée supérieure à $2\text{ K}\Omega$ dans la bande $0,1\text{ Hz} - 10\text{ KHz}$. Chacune des décades de fréquence est explorée en 11 points.

Les gains (-40 dB à $+40\text{ dB}$) et les déphasages (0° à $\pm 360^\circ$) sont mémorisés, ce qui permet une représentation graphique, sur un oscilloscope ou sur un enregistreur, sous forme de courbes segmentées. Deux appareils de mesure incorporés, l'un gradué en décibel-mètre, l'autre en phasemètre, permettent une mesure numérique.

Pour chaque décade de fréquence, le temps maximum demandé par l'appareil pour effectuer les mesures est indiqué ci-dessous :

F(Hz)	0,1-1	1-10	10-100	0,1K-1K	1K-10K
T _{max} (m)	15	3	3	3	3

L'appareil comprend un générateur de fréquences suivi d'un atténuateur variable délivrant 4 valeurs de tensions ($0,01\text{ V} - 0,1\text{ V} - 1\text{ V} - 10\text{ V}$) à l'entrée du système à étudier.

Différents circuits ont été étudiés et incorporés de façon à transformer directement les signaux à l'entrée et à la sortie du système et à fournir directement à l'opérateur les valeurs du gain, en dB, et du déphasage, en degrés. Ces valeurs sont, par la suite, emmagasinées dans des mémoires analogiques capables de conserver l'information reçue sur une durée de 15 minutes avec une précision supérieure à 1 %.

Une logique séquentielle permet la commande des diverses opérations nécessaires telles que : détection de la tension de sortie, vérification de la linéarité du système, calculs du gain et du déphasage, stockage en mémoires, balayage en fréquence,...

Un dispositif de signalisation a été prévu de façon à prévenir l'opérateur en cas de fausses manoeuvres. Trois voyants sont utilisés et portent les inscriptions suivantes :

- 1 - Le système présente une impédance d'entrée inférieure à $2\text{ K}\Omega$. L'appareil en effet a été conçu pour l'étude de systèmes présentant une impédance d'entrée supérieure à $2\text{ K}\Omega$.
- 2 - Le système n'est pas linéaire.
- 3 - Faites les mesures. L'appareil étant entièrement automatisé, il est nécessaire d'attendre la fin des opérations internes avant d'effectuer les lectures. Le voyant correspondant indique ainsi à l'opérateur que la séquence est terminée.

Du point de vue technologie, les différents circuits réalisés utilisent des éléments logiques et des éléments analogiques classiques sous forme de circuits intégrés. L'ensemble de ces éléments coûte environ 1 500 F. Il faut ajouter à ce prix le coût de la mécanique et du câblage.

TABLE DES MATIERES

	page
- INTRODUCTION	1
- GENERATEUR DE FREQUENCE	
. Principe	10
. Réalisation	
- Technologie	12
- Correction A	15
- Mise en marche	18
. Atténuateurs	20
- COMMANDE SEQUENTIELLE	
. Principe	25
. Fonctionnement	26
. Circuit de temporisation	28
. Calculs et spécifications des circuits de temporisation	32
- ADAPTATION DES IMPEDANCES A LA SORTIE DU SYSTEME	35
- BLOC DE DUREE ΔT	37
- BLOC DE DETECTION DE $S(t)$ ET LA COMMANDE 2	
. Principe et fonctionnement	42
. Commande 2	47
. Spécification des composants	48

	page
- VERIFICATION DE LINEARITE	
. Principe	49
. Construction de la demisinusoïde de $S_c(t)$	51
. Base de temps	54
. Critère d'erreur	57
- BLOC DE CALCUL dB	
. Principe	58
. Transformation CA $\rightarrow$ CC	59
. Construction de la courbe logarithmique	63
- DISCRIMINATEUR ET CALCUL DES DEPHASAGES	
. Principe	67
. Principe de calcul de déphasage ($\Delta\phi$)	72
. Circuit ET	75
- MEMOIRE ANALOGIQUE ET MULTIPLICATEUR DE DUREE	
. Principe	76
. Multiplicateur de durée	83
- BLOC DE MESURES	
. Appareils de mesures	87
. Visualisation des courbes	90
. Base de temps	93
. Commande 3	94
. Balayage vertical	96
. Balayage horizontal	97
. Système non linéaire à partir d'une certaine fréquence	100
- CONCLUSION	102
- APPENDICE	104
- BIBLIOGRAPHIE	114

INTRODUCTION

L'appareil décrit sert à effectuer automatiquement l'étude fréquentielle des systèmes linéaires de 0,1 HZ à 10 KHz. Chacune des décades est explorée en 11 points.

Les gains (- 40 dB à + 40 dB) et les déphasages (0° à 360°) sont mémorisés, ce qui permet une représentation : soit sur l'oscilloscope, soit sur l'oscillographe sous forme de courbes segmentées ; soit sur un appareil lui-même incorporé (décibelmètre et phasemètre).

Pour chaque décade le temps maximal d'opération est indiqué sur le tableau ci-dessous.

f(Hz)	0,1 - 1	1 - 10	10 - 100	0,1K - 1K	1K - 10K
$(\sum \Delta T)_{\max}$	15	3	3	3	3

Le principe de fonctionnement de cet appareil est décrit par l'organigramme représenté sur la figure 1 qui donne les séquences des opérations :

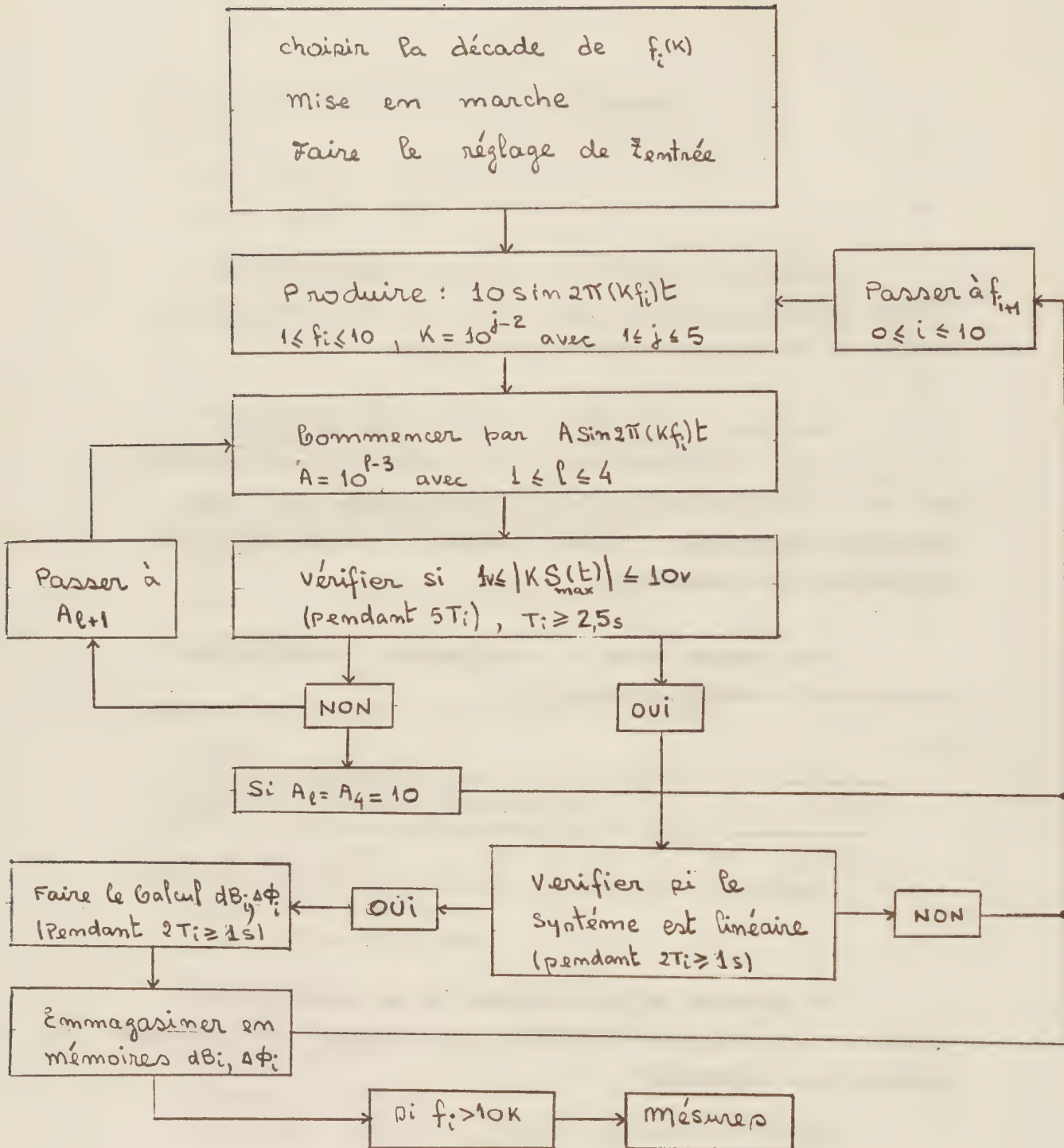


fig 1 - ORGANIGRAMME

Le schéma de principe qui résume toutes les opérations de l'organigramme précédent est indiqué figure 2.

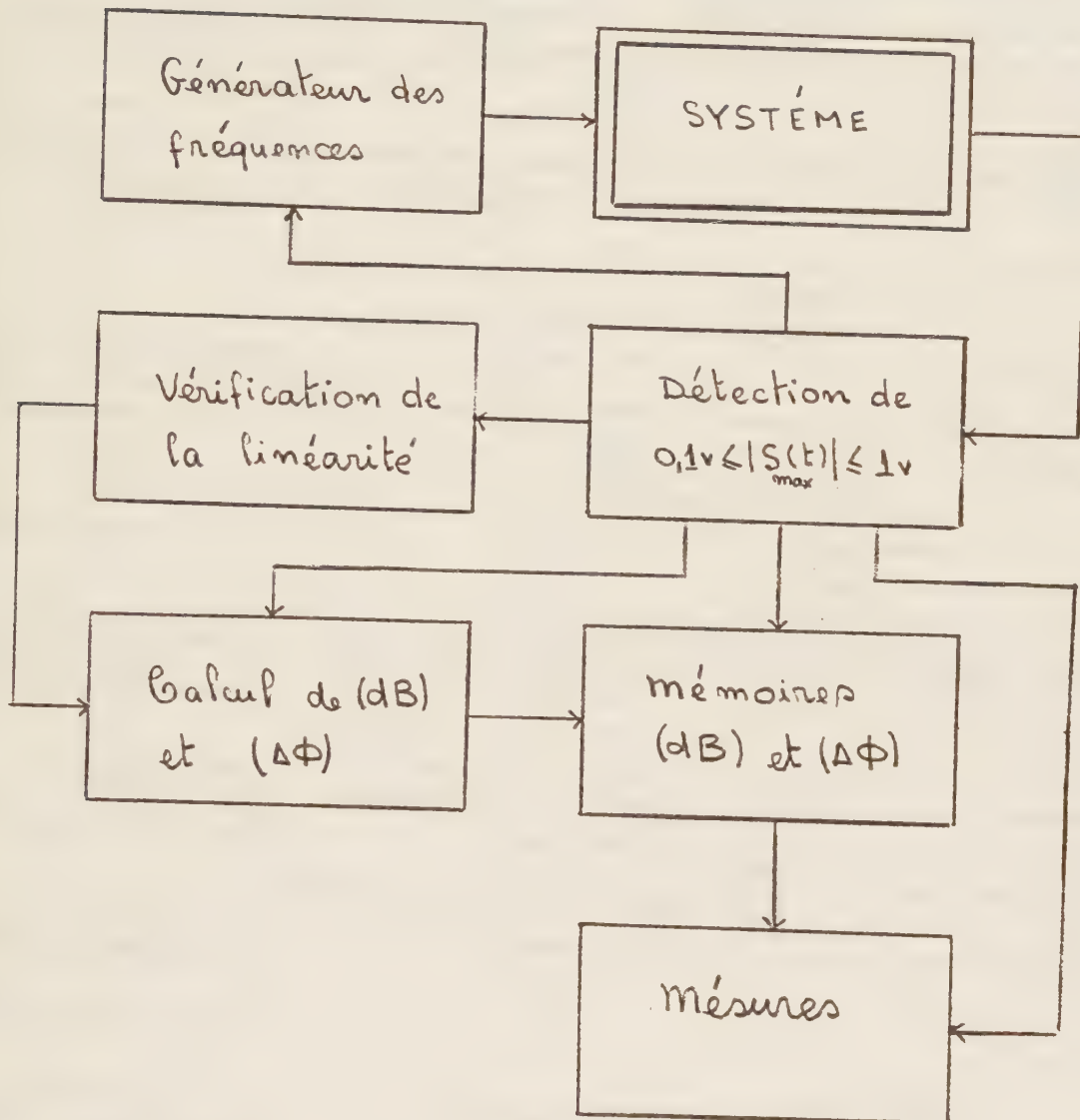


fig 2 schéma bloc simplifié

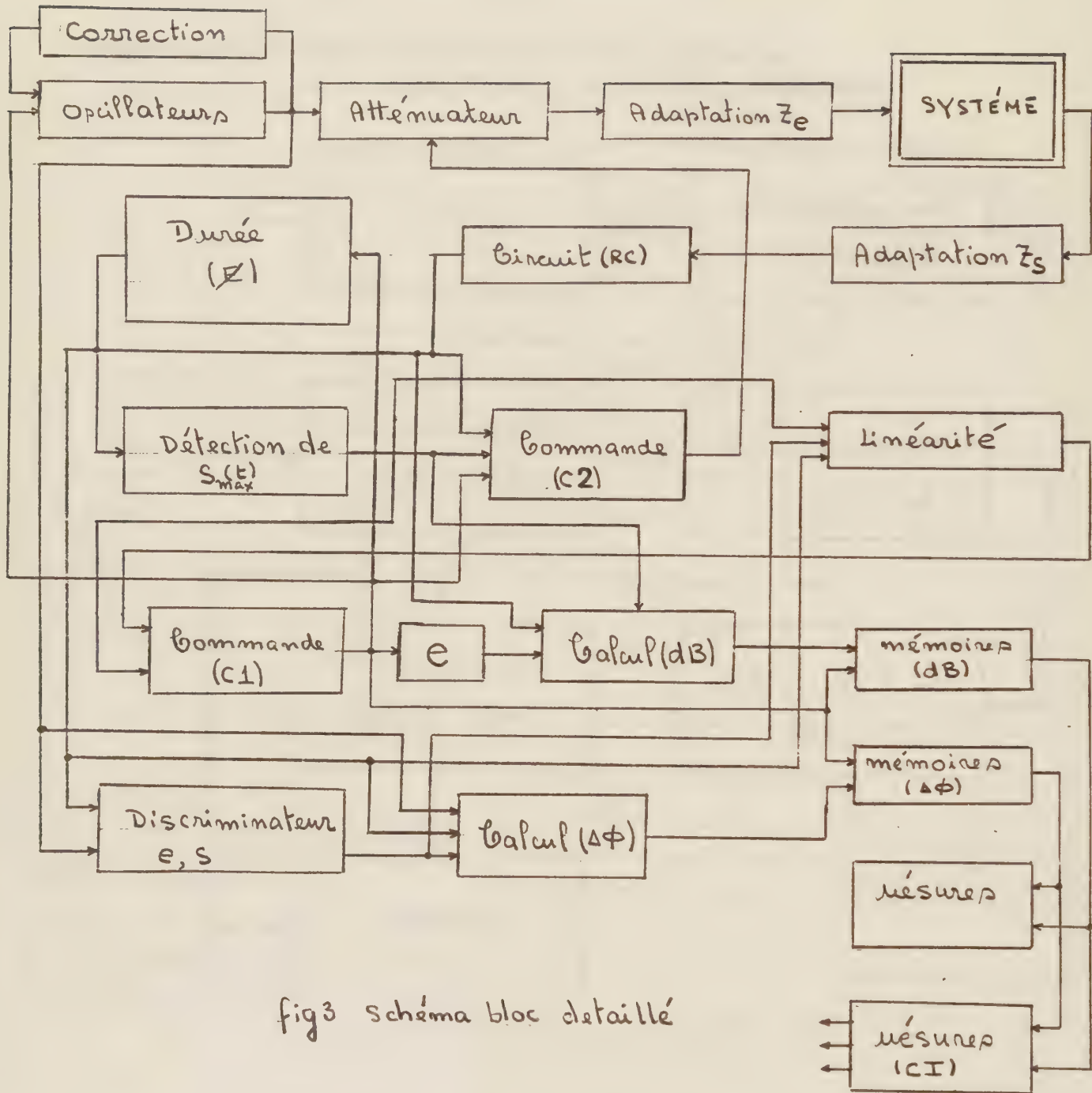


fig3 schéma bloc détaillé

La figure 3 représente le schéma bloc plus détaillé où sont indiquées les imbrications concernant toutes les opérations jusqu'au stockage en mémoire qui inclut les opérations de lecture et visualisation, soit sur l'oscilloscope, soit sur l'oscillographe.

Le schéma bloc électrique correspond à l'organigramme fonctionnel vu précédemment.

De façon très générale, nous indiquons ci-dessous les fonctions de chacun des blocs représentés figure 3.

1 - Le générateur de fréquence :

avec $0,1 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ KHz}$

2 - Correction A - permet de maintenir les amplitudes constantes de façon à compenser l'amortissement $(e^{-\alpha t})$ aux fréquences élevées.

$$- e_{nc}(t) = e^{-\alpha t} \cdot 10 \sin \omega t$$

$$- e_c(t) = 10 \sin \omega t$$

3 - Atténuateur - permet d'obtenir les tensions appliquées au système en décades,

$$10 \text{ mV} \rightarrow 100 \text{ mV} \rightarrow 1 \text{ V} \rightarrow 10 \text{ V}$$

L'impédance de sortie de cet atténuateur est de 200 .

4 - L'adaptation de Z_e et réglage avec la charge - permet la connexion du système ($R_L \geq 2 \text{ K}\Omega$) à la sortie de l'atténuateur.

Grâce à cette adaptation, les tensions appliquées au système seront exactement les valeurs affichées sur l'atténuateur.

5 - Adaptation Z_S (sortie) - permet la connexion entre la sortie du système et les circuits de détection.

6 - Circuit RC - pour corriger les variations (ΔG) et ($\Delta \phi$) du gain et du déphasage dues aux adaptations. (L'influence des capacités et des inductances étant très faibles dans la gamme de fréquence de travail de l'appareil, ce circuit pourra en fait être éliminé).

7 - Bloc de durée - permet d'obtenir des valeurs fixes de E .

Ces valeurs attaquent un intégrateur qui a 2 positions de résistances d'entrées ; l'une fournissant $5T$ pour la recherche de la condition $1V \leq |KS_{\max}(t)| \leq 10V$ à chaque amplitude de $e(t)$ et l'autre $2T$ pour la vérification de la linéarité de $S(t)$ et pour le calcul (dB, $\Delta \phi$).

8 - Détection de $S(t)$ - c'est un comparateur qui cherche la condition $1V \leq |KS_{\max}(t)| \leq 10V$ pour chaque amplitude d'entrée $e(t)$.

Ce bloc agit sur :

- a) - La commande 2 qui permet de modifier l'amplitude de la tension appliquée à l'entrée du système.
- b) - Le bloc de calcul (dB).
- c) - La commande 1 qui permet de changer de fréquence.
- d) - Le discriminateur.
- e) - Linéarité.
- f) - Calcul ($\Delta \phi$).

9 - Commande 1 (C1) - permet la séquence des opérations.

Cette séquence commence toujours par la fréquence la plus basse de la décade ; elle agit sur :

- a) - Les divers relais qui permettent de choisir les (RC) correspondant aux fréquences du générateur (1).
- b) - Le bloc e .
- c) - Les blocs de mémoires (dB) et ($\Delta \phi$) correspondant aux fréquences de la décade choisie.
- d) - Bloc de durée (E')

10 - Linéarité - Ce bloc permet de vérifier la linéarité du système.

11 - Bloc (e) - permet d'avoir les logarithmes décimaux des entrées ($e(t)$) appliquées au système.

Nous avons utilisé des diviseurs de tension actionnés par la commande 1 (C1) :

$$\begin{array}{l} 10 \text{ V} \rightarrow 1 \rightarrow 1 + 3 \rightarrow + 4 \text{ V} \\ 1 \text{ V} \rightarrow 0 \rightarrow 0 + 3 \rightarrow + 3 \text{ V} \\ 0,1 \text{ V} \rightarrow -1 \rightarrow -1 + 3 \rightarrow + 2 \text{ V} \\ 0,01 \text{ V} \rightarrow -2 \rightarrow -2 + 3 \rightarrow + 1 \text{ V} \end{array}$$

12 - Calcul (dB) - Ce bloc permet de faire la transformation $(e), (S) \rightarrow (dB)$, ou encore :

$G(dB) = 20 (\log S - \log e)$, défini entre - 7 V à - 11 V, ce qui correspond à 80 dB pour 4 V soit 1 dB pour 50 mV.

13 - Bloc de mémoires - permettant d'emmagasiner les diverses valeurs de (dB) et $(\Delta \emptyset)$ correspondant aux fréquences de la décade choisie à l'avance.

14 - Discriminateur (e) et (S). Ce bloc permet de trouver les valeurs nulles de $S(t)$, déclencher $e(t)$ et attendre la valeur nulle de $e(t)$.

15 - Calcul $(\Delta \emptyset)$. Le déphasage $(\Delta \emptyset)$ est une tension qui provient d'un intégrateur ; elle est proportionnelle au temps d'écoulement entre les deux valeurs nulles $(0,,)$ de $e(t)$ et $S(t)$.

16 - Bloc de mesures CI (conditions initiales) - permet la construction des courbes segmentées à partir des valeurs discrètes de gain (dB) et de déphasage $(\Delta \emptyset)$. Ceci en liaison avec l'oscilloscope ou l'oscillographe.

17 - Bloc de mesures - permet les lectures des voltmètres avec cadran en (dB) et $(^\circ)$ commutés (f) mécaniquement sur les Mém(dB) et Mém $(\Delta \emptyset)$.

GENERATEUR DE FREQUENCE

Principe

Pour construire le générateur de fréquence, nous avons utilisé un système d'amplificateurs opérationnels type $\mu A709C$ montés suivant le schéma de la figure 4. Ce montage permet, dans une gamme de fréquence bien inférieure à la bande passante de chaque amplificateur, de produire : $y(t) = A \sin \omega t$ qui est la solution de l'équation différentielle :

$$y''(t) + \omega^2 y(t) = 0 \quad \text{avec} \quad y'(0^+) = 0 \quad \text{et} \quad y(0^+) = 0$$

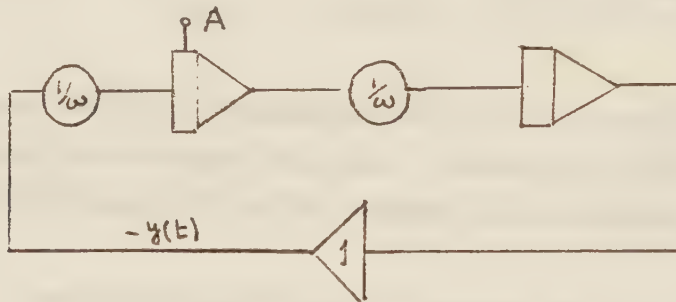


fig 4 Principe du générateur de fréquence

$$y(t) = A \sin \omega t$$

$$y'(t) = \omega A \cos \omega t$$

$$y''(t) = -\omega^2 A \sin \omega t = -\omega^2 y(t)$$

Pour les fréquences élevées, nous devons considérer l'amortissement de l'amplitude des sinusoïdes dû aux constantes de temps des intégrateurs. Quoique faibles, ces constantes de temps ne sont plus négligeables quand la fréquence augmente.

Nous devons aussi considéré la solution de la nouvelle équation différentielle :

$$y''(t) + B y'(t) + \omega^2 y(t) = 0 \quad \text{avec} \quad y'(0^+) = 0, \quad y(0^+) = 0$$

Solution dont la valeur est : $y(t) = e^{\frac{\pm \alpha t}{2}} \cdot A \sin \omega t$

Le terme $(e^{\frac{\pm \alpha t}{2}})$ est important dans les cas des fréquences élevées, parce que nous avons fixé a priori un temps de 1 s comme temps minimal d'étude ($f \geq 10$ Hz). A ce temps correspond un nombre important de sinusoïdes.

Pour éviter cet amortissement, nous avons utilisé un circuit de correction sur la valeur A (ce circuit est décrit page 16).

Dans le cas des basses fréquences, il faut produire un nombre faible de sinusoïdes et nous avons choisi cinq périodes (5T) comme temps de recherche de chaque entrée et quatre périodes (4T) : deux périodes pour la vérification de la linéarité et deux pour les calculs.

Réalisation

Technologie

Le nombre minimum de fréquences dans chaque décade a été choisi en tenant compte des erreurs dues à la représentation segmentée, à partir des droites et la représentation continue : ceci, pour un système de deuxième ordre. Nous pouvons ainsi à partir de ce choix, identifier tous les systèmes linéaires :

Avec les valeurs mesurées de $G(f)$ et $\phi(f)$ telles que :

$$- 40 \text{ dB} \leq G(f) \leq + 40 \text{ dB}$$

$$0^\circ \leq \phi(f) \leq |\pm 360^\circ|$$

$$0,1 \text{ Hz} \leq f \leq 10 \text{ KHz}$$

Nous avons établi une table pour le choix du nombre de fréquences fixes dans la décade :

Nb des fréqu.	f_1/f_2	f_2/f_1	(ϕ_{MAX})	
			$Z = 0,1$	$Z = 0,2$
$7 = 6 + 1$	1	1,468	+ 29°	+ 12°
$8 = 7 + 1$	1	1,390	+ 24°	+ 10°
$9 = 8 + 1$	1	1,334	+ 20°	+ 9°
$10 = 9 + 1$	1	1,292	+ 18°	+ 8,5°
$11 = 10 + 1$	1	1,259	+ 17°	+ 8°
$12 = 11 + 1$	1	1,233	+ 15°	+ 7,5°
$13 = 12 + 1$	1	1,212	+ 14°	+ 6,5°
$14 = 13 + 1$	1	1,194	+ 13°	+ 6°
$15 = 14 + 1$	1	1,179	+ 10°	-
$20 = 19 + 1$	1	1,129	+ 3°	-
$30 = 29 + 1$	1	1,182	-	-

Nous avons choisi 10 points de fréquences fixes dans chaque décade pour pouvoir faire l'étude fréquentielle du système.

La distribution de ces points a été déterminée de façon à avoir une variation linéaire dans le balayage horizontal correspondant aux fréquences de la décade :

$$\frac{\Delta f}{F_1} \Big|_i^{i+1} = \sqrt[10]{\frac{F_2}{F_1}} \quad \rightarrow \quad \Delta f \Big|_i^{i+1} = \sqrt[10]{10} \cdot F_1$$

La distribution des fréquences dans la décade est indiquée dans le tableau ci-dessous :

Position (E_p)	0,00	0,10	0,20	0,30	0,40	0,50	0,60	0,70	0,80	0,90	1,00
Fréquence (f)	1,00	1,26	1,58	2,00	2,51	3,16	3,98	5,01	6,31	7,94	10,00

Il y a 5 décades de fréquences de 0,1 Hz $\rightarrow$ 10 KHz.

La valeur des éléments R et C a été choisie telle que, pour toute fréquence, le produit $RC\omega = 1$ ce qui nous donne le tableau de valeurs ci-après :

R(K Ω)	f(Hz)	C(μ F)	f(KHz)	C(pF)
500	0,1 $\rightarrow$ 1	3,18 $\rightarrow$ 0,32	0,1 $\rightarrow$ 1	3180 $\rightarrow$ 318
50	1 $\rightarrow$ 10	3,18 $\rightarrow$ 0,32	1 $\rightarrow$ 10	3180 $\rightarrow$ 318
5	10 $\rightarrow$ 100	3,18 $\rightarrow$ 0,32	-	-

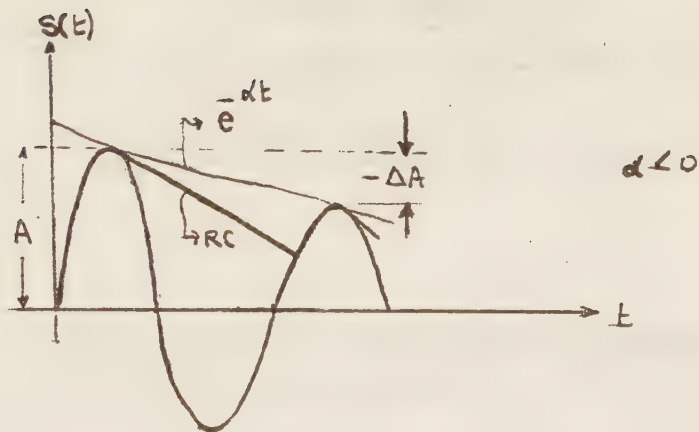
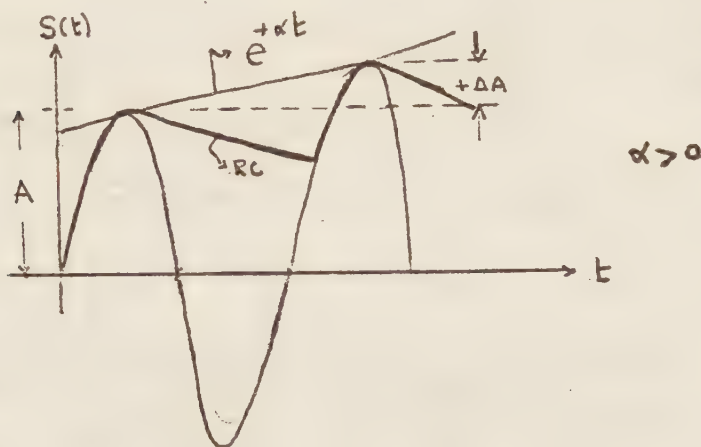
Valeurs de C dans une décade :

fréq.	Calculé	C(μ F) Normalisé	C(pF).10 ³ Normalisé
1,00	3,18	3,20	3,20
1,26	2,52	2,50	2,50
1,58	2,01	2,00	2,00
2,00	1,59	1,60	1,60
2,51	1,267	1,27	1,27
3,16	1,006	1,00	1,00
3,98	0,800	0,80	0,80
5,01	0,635	0,62	0,62
6,31	0,505	0,50	0,50
7,94	0,400	0,40	0,40
10,00	0,318	0,32	0,32

Une bonne précision dans ces valeurs est souhaitable.
Nous avons adopté 1 % de tolérances.

Correction de A

Comme nous l'avons indiqué précédemment, nous avons introduit un circuit qui permet, dans le cas des fréquences élevées, de réduire l'amortissement de l'amplitude des sinusoïdes. Théoriquement, deux cas d'instabilité peuvent se produire :



Avec le schéma utilisé, seul le cas $\alpha < 0$ peut se produire.

Un circuit possible pour réduire de façon appréciable cet inconvénient est représenté figure 5

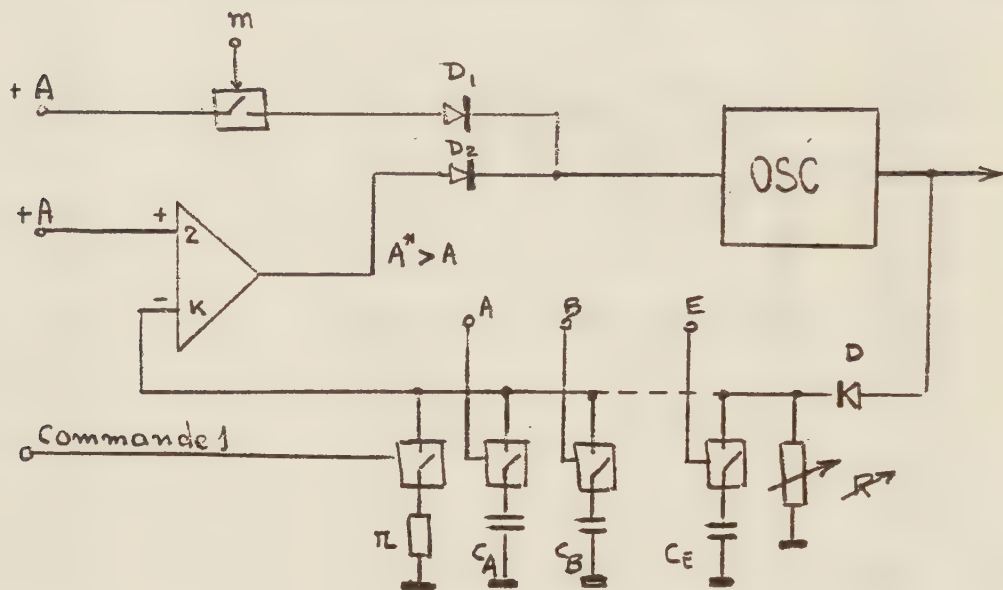


fig5 circuit de correction de A

Ce circuit est valable pour $\alpha < 0$.

Le R pourra être réglé de façon à avoir :

$$\frac{1}{RC} \leq \alpha \quad \text{pour la fréquence la plus élevée, ce}$$

qui correspond aussi à la décharge de C.

Le K pourra être réglé expérimentalement en essayant sur A* et regardant la sortie de l'OSC. Généralement $0,9 < K < 1,1$.

Le choix de R est lié aux conditions suivantes :

$$R_{\max} \ll R_{\text{inv}}(\text{Diode}) \rightarrow R_{\max} \leq (R_{\text{inv}}/10) = 150 \text{ K}\Omega$$

$$R_{\max} \ll R_e(\text{Amp } \mu\text{A709C}) \rightarrow R_{\max} \leq (R_1/10) = 50 \text{ K}\Omega$$

$$R_{\min} \gg R_{\text{dir}}(\text{Diode}) \rightarrow R_{\min} \geq 10R_{\text{dir}} = 3 \text{ K}\Omega$$

D'où

$$5 \text{ K}\Omega \leq R \leq 50 \text{ K}\Omega \quad \text{avec une valeur utile de } R = 20 \text{ K}\Omega$$

Nous avons adopté pour la première décade des fréquences $0,1 \text{ Hz} \leq f \leq 1 \text{ Hz}$, pour la décharge de C_A un temps maximal de $\tau C_A = 50 \times 10^{-3} \text{ s}$ $r = 25 \Omega \pm 20 \%$, 20 W $C_A = 2000 \mu\text{F} \pm 20 \%$, 3 V électrolytique.

Les autres capacités qui sont commutées avec le choix de la décade sont :

$C_B = 200 \mu F$	$\pm 20 \%, 3 V$	Electrolytique
$C_C = 20 \mu F$	$\pm 20 \%, 3 V$	
$C_D = 2 \mu F$	$\pm 20 \%, 3 V$	
$C_E = 0,2 \mu F$	$\pm 20 \%, 3 V$	

La diode D permet à la capacité C de se charger toujours dans le sens de (+A).

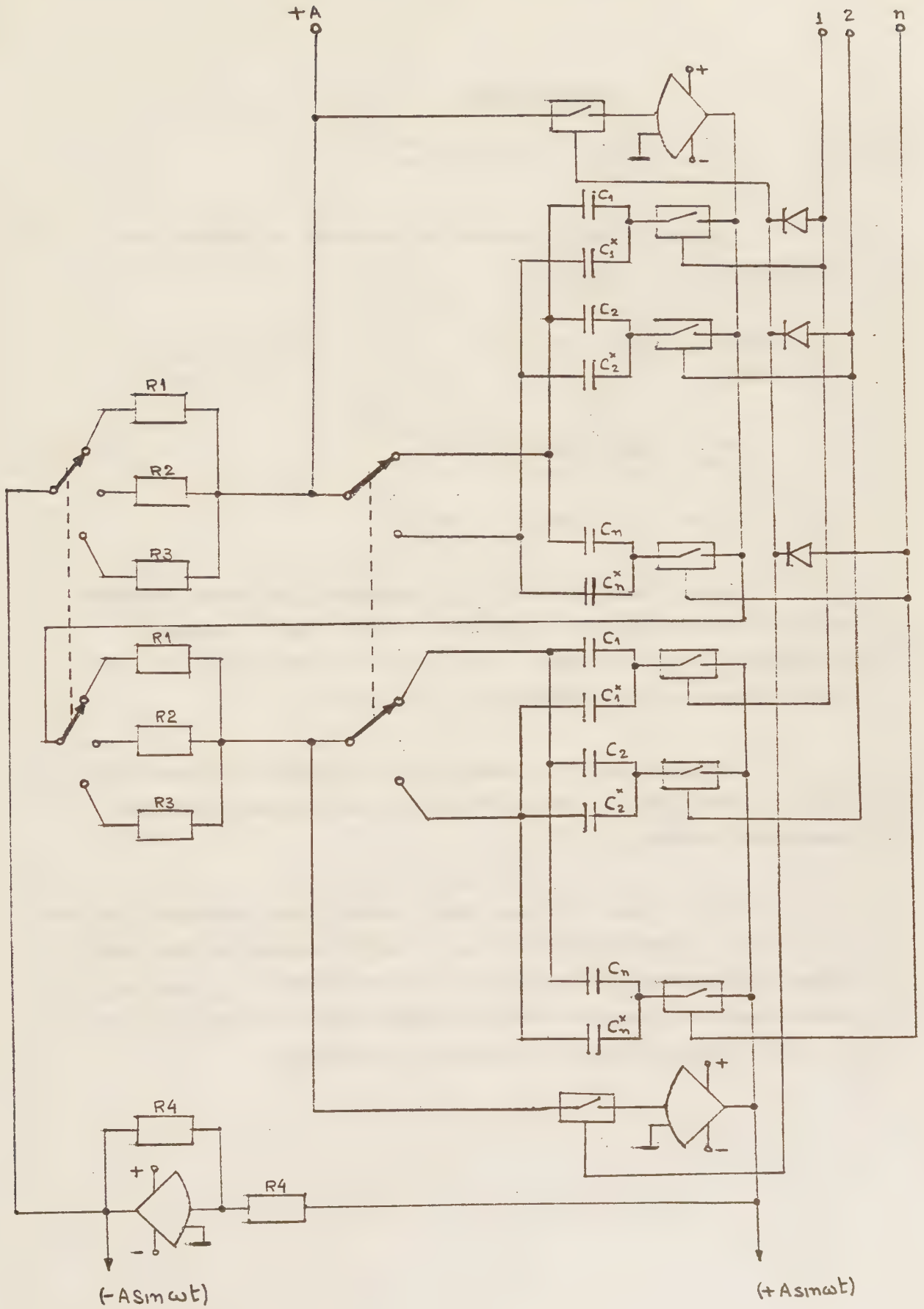
Mise en marche du générateur de fréquence

Le schéma détaillé de ce générateur est indiqué figure 6

Tout d'abord, nous faisons le choix de la décade de fréquence en agissant sur R_1 ou R_2 ou R_3 et aussi sur C ou C^* .

La durée et la séquence des fréquences proviennent de la commande 1. Cette commande actionne les relais qui mettent en service les circuits RC correspondants.

Fig 6 Générateur des fréquences



Atténuateurs

Le bloc permet d'obtenir des tensions en décades sous multiples de $e(t)$, figure 7.

$$\frac{e(t)}{1000} \rightarrow \frac{e(t)}{100} \rightarrow \frac{e(t)}{10} \rightarrow e(t) \quad \text{dont la durée}$$

$$T_{\max} \leq 5T \quad \text{pour } f < 10 \text{ Hz}$$

$$T = 1s \quad \text{pour } f \geq 10 \text{ Hz.}$$

Cette durée provient de la commande 2 où chaque bistable actionne une des tensions ci-dessus d'après l'ordre présenté. La commande 2 est actionnée - soit par l'intégrateur (5T), - soit par la détection de la condition $1 \leq S \leq 10 \text{ V}$.

Les atténuateurs présentent des impédances de sortie de 200Ω , permettant une bonne adaptation aux systèmes ayant une impédance d'entrée $\geq 2 \text{ K}\Omega$.

Dans le cas où le système à tester a une impédance d'entrée $2 \text{ K}\Omega$, il faut introduire un circuit d'adaptation des impédances avec un étage de puissance ; les constantes de temps dues à cette adaptation pourront être éliminées grâce au réseau correcteur mis après les adaptations à la sortie du système.

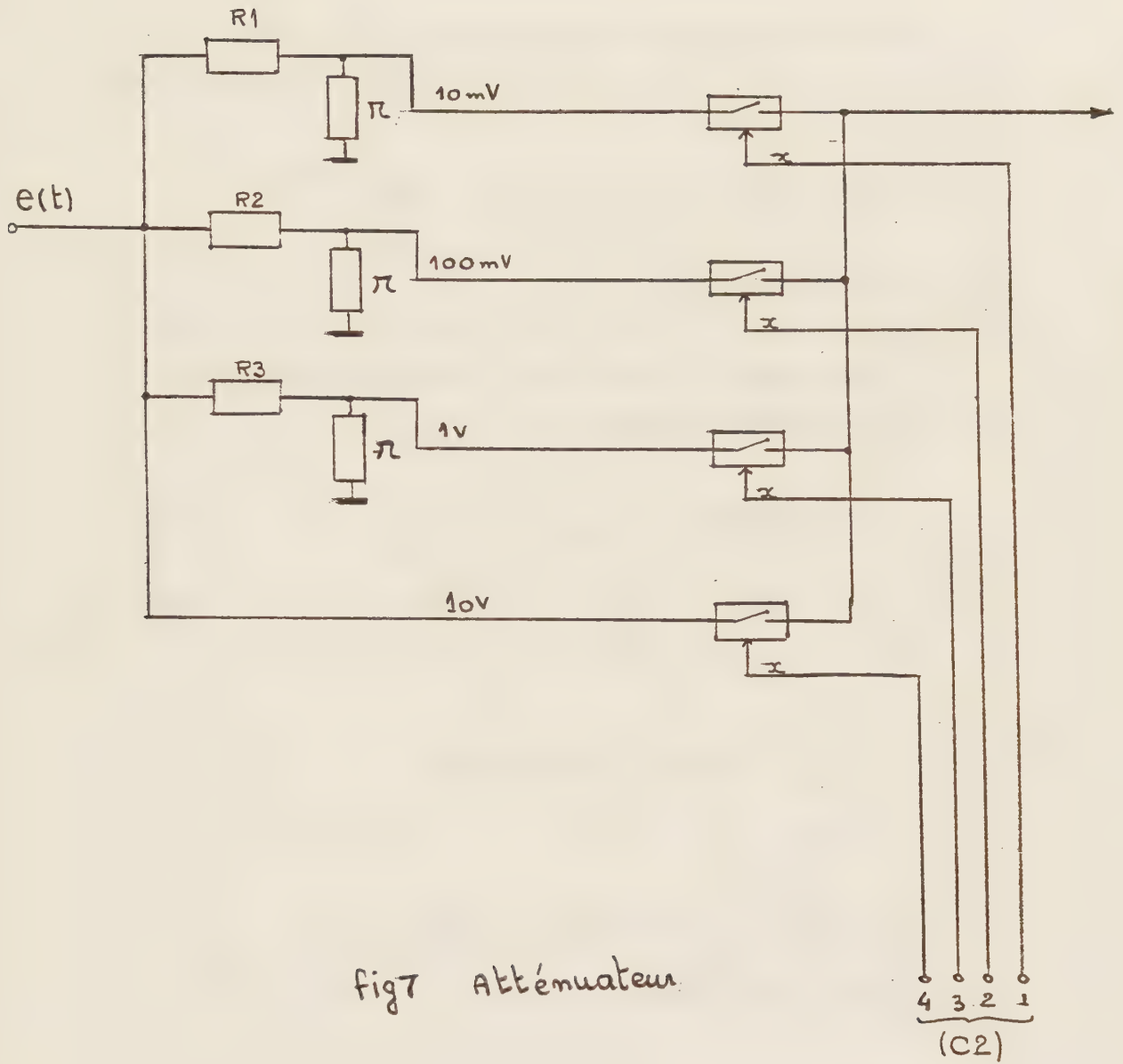


fig7 Atténuateur.

Les décades de tension sont $\frac{e(t)}{K_1}$

où $K_1 = 1, 10, 100, 1000$

Pour chaque circuit lié au système grâce au relais x_1 , nous avons les relations suivantes :

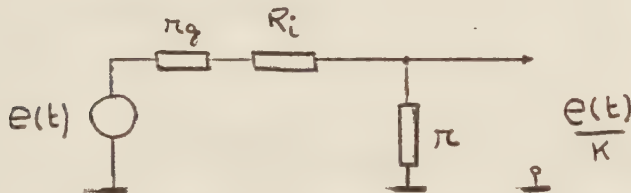


fig 8 Diviseur de tension

$$e(t) = (R_1 + r_g + r)I_1$$

$$rI_1 = \frac{e(t)}{K_1}$$

$$R_1 = r(K_1 - 1) + r_g$$

r_g est l'impédance de sortie de l'ampli opérationnel précédant l'atténuateur (fig. 8) et est négligeable.

$$\text{d'où } R_1 = r(K_1 - 1) = 200(K_1 - 1)$$

Nous avons utilisé pour la réalisation des décades les résistances suivantes :

$$r = 200\Omega$$

e/K_1	R_1	R_1 Normalisé ($\pm 1\%$)
e	-	-
$e/10$	1300Ω	1300Ω 1/2 W
$e/100$	$14,8\text{ K}\Omega$	$14,7\text{ K}\Omega$ 1/8 W
$e/1000$	$149,8\text{ K}\Omega$	$150\text{ K}\Omega$ 1/8 W

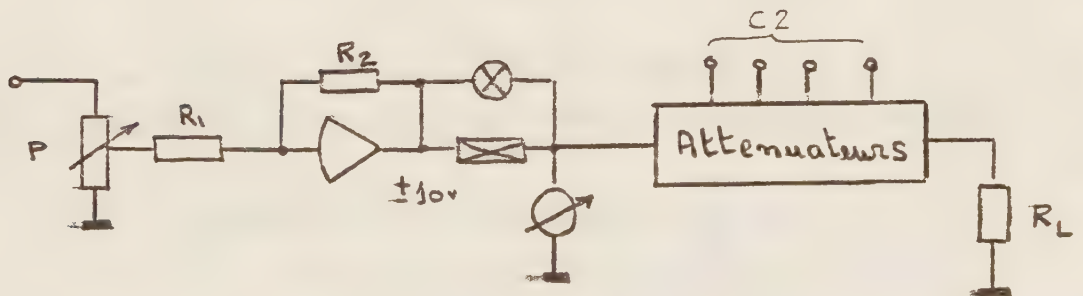


fig 9 Le $\mu A709C$ + Attenuateur

Dans notre bloc des atténuateurs, il existe un amplificateur opérationnel $\mu A709$ et un potentiomètre permettant d'obtenir une tension de sortie de 10 V, pour des impédances de charge R proches de $2\text{ K}\Omega$.

Un fusible de protection calibré à 5mA protège l'amplificateur.

	R_1	R_1 Normalisé à 1 %
R_1	30 $\text{K}\Omega$	30 $\text{K}\Omega$ 1/8 W
R_2	500 $\text{K}\Omega$	500 $\text{K}\Omega$ 1/8 W
P	5 $\text{K}\Omega$	5 $\text{K}\Omega$ 1/8 W
f	5mA	5mA -

Toutes les résistances sont à $\pm 1,0\%$ et 1/4 W.

Les avantages importants que nous trouvons à l'utilisation de résistances de précision au lieu de potentiomètres sont :

- que nous n'avons pas besoin de réglage,
- que les dimensions sont réduites,
- que les montages sont plus simples.

A chaque sortie, nous avons une tension qui agit sur un relais commandant plusieurs circuits qui permettent :

1°/ - Le choix de $R_1 C_1$ correspondant à la décade de fréquence du générateur de fréquence $\rightarrow (f_1)$

2°/ - Une valeur de E' (bloc $\mathcal{D}$) qui va agir sur le bloc de détection et définir le temps de recherche de $KS_{\max}(t)$ et le temps d'étude dans le bloc de calcul.

3°/ - La première mémoire de la commande 3 qui fournit l'amplitude de la tension appliquée à l'entrée du système :

$$e = A \cdot \sin \omega t.$$

4°/ - Les mémoires (dB) et $(\Delta \phi)$.

Fonctionnement

Une fois que la mise en marche est faite, il apparaît à la sortie de la première mémoire l'état "1", qui correspond à la fréquence f_1 . La durée d'application de cette fréquence est obtenue par l'ensemble Circuit E' et Détection. La durée maximale est $[4(5T) + 4T]$, pour les sorties de toutes les mémoires disposées en série de façon à couvrir les fréquences de la décade.

La mémoire (1) passe à l'état "0" après qu'une des vérifications suivantes ait été effectuée :

1°/ - Valeurs des gains (dB) et déphasage (°) en mémoires.

2°/ - Non linéarité de la sortie du système en étude.

3°/ - si $\left| KS(t) \right|_{\max} < 1$ volt.

Le passage de la mémoire 1 à l'état "0" fait basculer la mémoire 2 à l'état "1" avec remise à zéro de la mémoire 1. De même, le passage de la mémoire 2 à l'état "0" fait basculer la mémoire 3 à l'état "1" et ainsi de suite pour toutes les mémoires jusqu'à ce que le balayage en fréquence soit terminé.

Pour $f_1 \leq 10$ Hz, la durée $5T_1$ est le temps maximal de balayage d'une décade de façon à obtenir la condition d'amplitude $1 \leq KS_{\max} \leq 10$ V.

La durée $4T_1$ se décompose en : $2T_1$ pour observer la linéarité de KS_1 et $2T_1$ pour faire le calcul de gain (dB) et de déphasage (°). Pour $f_1 > 10$ Hz, nous avons fixé un temps minimal de 1 s pour chaque vérification de la condition

$$1 \leq KS(t)_{\max} \leq 10, (K = 10),$$

1 s pour la linéarité et 1s pour les calculs (dB, °) ; ceci parce que nous utilisons des relais électromécaniques.

Circuits de temporisation

Pour éviter le fonctionnement simultané de 2 relais consécutifs, dont les alimentations proviennent des circuits mémoires mis en série, ces mémoires ayant des temps de réponses nettement plus faibles que ceux des relais, nous avons ajouté des circuits de temporisation dans les alimentations des relais de telle façon que x_{i+1} soit en marche après l'arrêt complet de x_i , en diminuant le temps d'ouverture par rapport à celui de fermeture.

Le circuit de temporisation choisi est indiqué fig.11

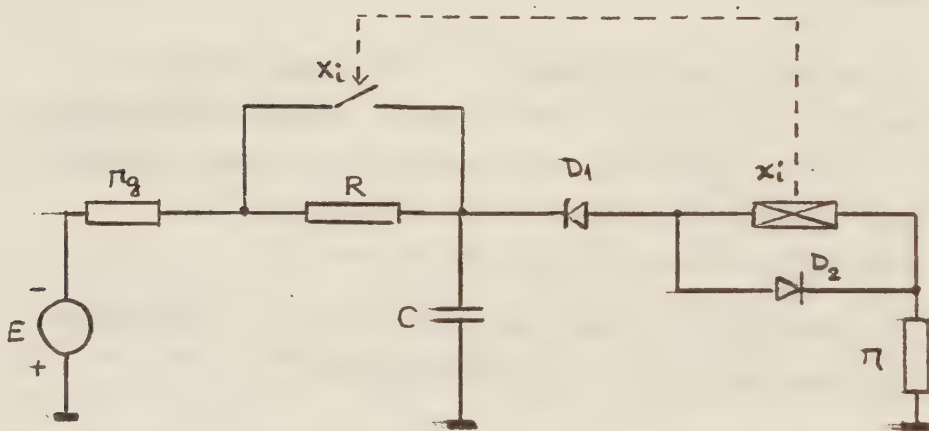


fig11 Circuit de temporisation

Dans ce schéma :

X_1 est le contact mécanique commandé par x_1 ,

x_1 est le relais électromécanique,

C est la capacité, qui avec les résistances du circuit, permet une constante de temps bien supérieure au temps d'ouverture du relais indiqué par le constructeur,

D_1 est la diode évitant une résonance possible de la capacité C avec la self du relais,

D_2 est la diode ayant pour but de diminuer la constante de temps de désexcitation du relais :

$$T = L / (r_{x1} + rd_2) \quad \text{où } L \text{ est la self de } x_1, r_{x1} \text{ la résistance de } x_1 \text{ et } rd_2 \text{ la résistance directe de } D_2,$$

r est la résistance d'adaptation du relais x_1 au circuit,

rg est la résistance de sortie des mémoires ($rg \leq 300 \Omega$),

E est la tension électrique qui sort des mémoires

(E = - 11,4 V)

La courbe de temporisation du circuit électrique vu ci-dessus a l'allure représentée sur la fig.12 :

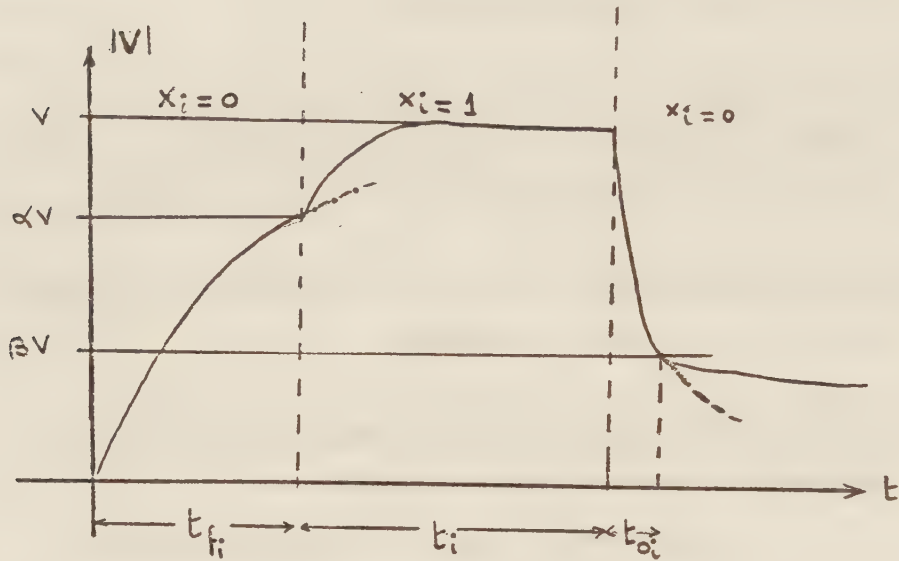


fig12 courbe de temporisation

t_{f_i} est le temps de fermeture pour le relais x_i

t_{o_i} est le temps d'ouverture pour le relais x_i

$\tau_{\max}$ est le temps maximum indiqué par le constructeur

αV est la tension de fermeture appliquée au relais x_i

βV est la tension d'ouverture appliquée au relais x_i

V est la tension de régime appliquée au relais x_i

D'après le circuit de temporisation,

$$t_{f_1} > t_{0_1} \gg \zeta_{\max}$$

Calculs et spécifications des circuits de temporisation

Les équations de charge et décharge sont :

$$x_i=0 \quad \alpha V = V(1 - e^{\frac{-t_{fi}}{RC}}), \quad \alpha < 1 \quad (1)$$

$$x_i=1 \quad \beta V = V e^{\frac{-t_{oi}}{RC}}, \quad \beta < 1 \quad (2)$$

$$\pi_g + R = \pi + \pi_{x_i} + \pi_{D_1} = \pi^* \quad (3)$$

avec π_{D_1} résistance directe de D_1

$$\pi_{x_i} = (\pi_{x_i} \parallel R_{D_2}) \cong \pi_{x_i}$$

R_{D_2} résistance inverse de D_2

Les expressions (1), (2) et (3) permettent facilement de déterminer :

$$R = 2\pi_g \left(\frac{t_{fi}}{t_{oi}} \cdot \frac{L\beta}{L(1-\alpha)} - 1 \right) > 0$$

$$t_{fi} = (\pi_g + R) \frac{C}{2} |L(1-\alpha)| \gg \tau_{max}$$

$$t_{oi} = \frac{\pi_g(\pi_g + R) \cdot C}{2\pi_g + R} |L\beta| \gg \tau_{max}$$

$$\pi = (R + \pi_g) - (\pi_{x_i} + \pi_{D_1}) > 0$$

En faisant $K = \frac{R}{\pi q}$, $\gamma = \frac{t_{fi}}{t_{oi}}$ et $\delta = \frac{2\gamma}{K+2}$:

nous pouvons construire une abaque qui, en fonction des α , β des relais, permet facilement d'obtenir toutes les valeurs pour le calcul des divers composants du circuit de temporisation.

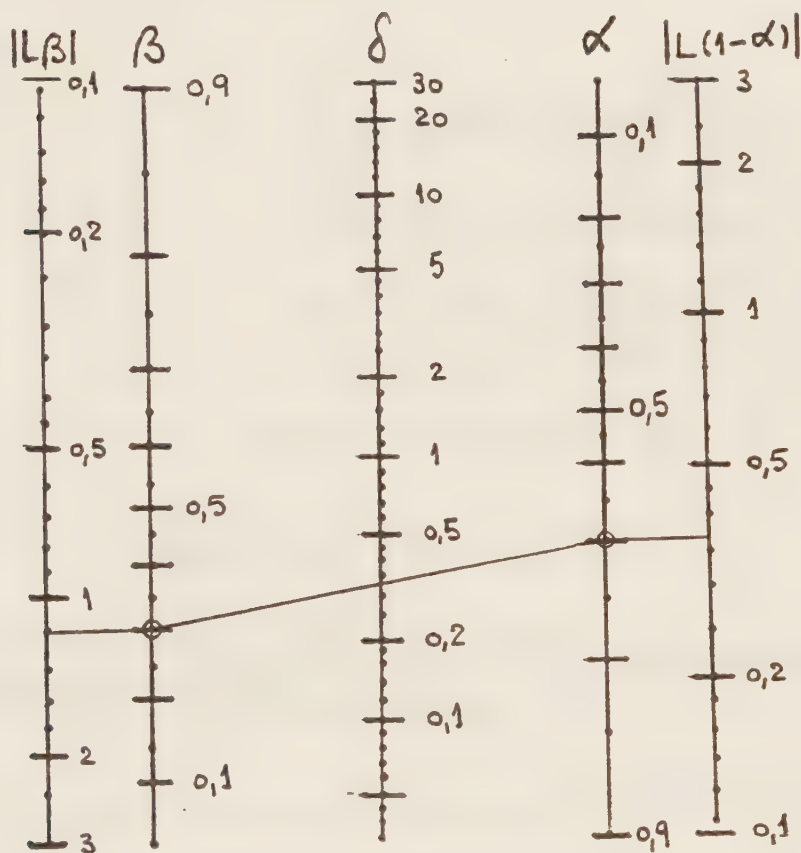


fig. 13 L'abaque

Ayant choisi $\left(\frac{t_k}{t_{oi}}\right) = \gamma = 1,5$ et un relais x_i ($I < 10\text{mA}$, 12 V avec 8 contacts) $\alpha = 0,7$ et $\beta = 0,3$), nous traçons la droite $\alpha = 0,7$, $\beta = 0,3$. Cette droite détermine : $\delta = 0,35$, $|\text{Log}(1 - \alpha)| = 0,37$, $|\text{Log}(\beta)| = 1,2$

Finalement, nous avons pour chaque circuit de temporisation :

r (470 Ω , 1/8 W, 20 %)

R (2,2 k Ω , 1/8 W, 20 %)

C (50 μF , 12 V, 20 %)

$D_1 = D_2$

x_i I < 10mA, 12 V avec 8 contacts

x_j I < 2mA, 2 V avec 1 contact, 980 Ω
(Allied sensitive relay Type SWS-3D)

ADAPTATION DES IMPEDANCES A LA SORTIE DU SYSTEME

Nous avons adopté le circuit électrique indiqué dans le livre "Principes et applications des circuits intégrés linéaires - Mr H. LILEN - Editions radio" à la page 376 figure 18-40, qui, dans notre cas, correspond au schéma suivant (fig.14)

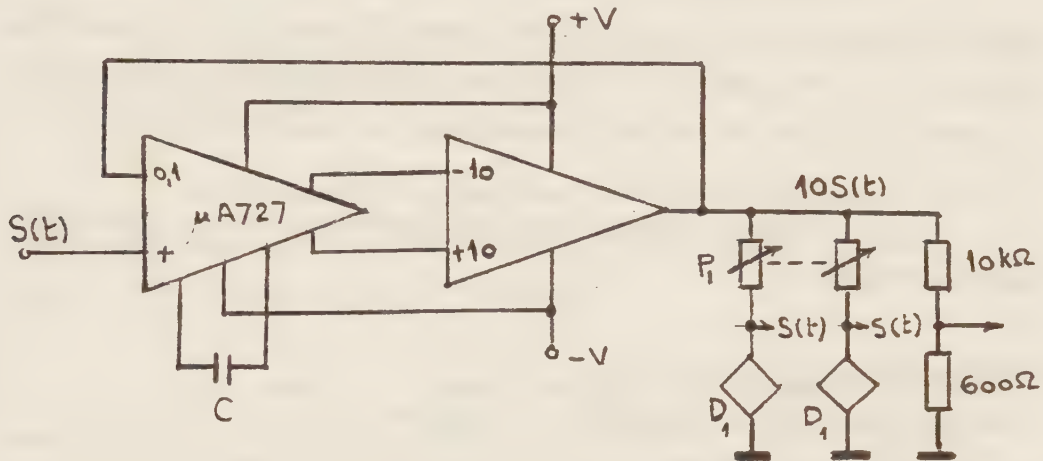


fig 14 Adaptation d'impédance

$$C = 50 \text{ nF}$$

$$\text{avec } V = 15 \text{ V}$$

D_1 pont de diodes

R_L résistance de charge (bloc discriminateur)

P_1 potentiomètre double $5 \text{ K}\Omega$

Ce montage permet d'obtenir les performances suivantes :

- Impédance d'entrée $2000 \text{ M}\Omega$
- Gamme des tensions d'entrée $\pm 1,3 \text{ V}$
- Dérive en courant 15 pA
- Dérive en tension $0,6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$

Avec ce montage, nous pouvons donc faire un circuit qui permettra :

- L'adaptation des impédances entre le système à tester et l'appareil dans le cas où l'impédance de sortie est inférieure à $200\text{ M}\Omega$.

- Un gain en tension de 10 pour compenser l'affaiblissement présenté par les points de diodes D_1 associé aux potentiomètres P_1 . Le réglage de ces derniers potentiomètres s'effectuera de façon à ce que cet affaiblissement soit égal à 20 dB.

Le circuit d'adaptation des impédances va attaquer les blocs suivants :

- Détection de la sortie $S(t)$
- Vérification de la linéarité du système
- Discriminateur entre l'entrée $E(t)$ et la sortie $S(t)$

BLOC DE DUREE $\mathcal{E}$

Pour réaliser cette partie, nous avons effectué un circuit atténuateur avec une impédance de sortie inférieure à 50Ω , permettant une adaptation aux charges supérieures à $5\text{ K}\Omega$ avec une erreur inférieure à 1 %.

Le circuit atténuateur dispose de deux sorties qui produisent respectivement :

- Des tensions proportionnelles aux fréquences de la décade choisie. Ces tensions attaquent l'entrée de l'intégrateur du bloc "vérification de la linéarité".

- Des tensions proportionnelles aux fréquences des décades A(0,1 Hz - 1 Hz) et B(1 Hz - 10 Hz) ; pour les autres décades (C, D, E) : une tension constante qui va attaquer l'entrée de l'intégrateur du bloc de détection. Cet intégrateur possède deux constantes de temps : $RC = 1\text{ s}$ et $RC = 2,5\text{ s}$ permettant les durées suivantes :

a) - Recherche de la condition

$$0,1\text{ V} < S(t)_{\max} < 1\text{ V} \quad (RC = 2,5\text{ s})$$

b) - Vérification de la linéarité du système ($RC = 1\text{ s}$)

c) - Calcul de (dB) et ($\Delta\emptyset$) ($RC = 1\text{ s}$)

R_1, R résistances permettant le réglage des atténuateurs couvrant les fréquences de la décade

$R_{S_{2i}}$ résistances de sortie correspondant aux divers atténuateurs

E_{2i} tensions de sortie correspondant aux divers atténuateurs et attaquant le bloc de vérification de linéarité

f_1, f_2 f_{11} action provenant de la commande 1 et agissant sur les contacts $C_1, C_2 \dots C_{11}$

A, B, C, D, E position reliée au commutateur de choix de décade de fréquences

E_1 tension qui va attaquer le bloc de détection

Les expressions qui permettent de calculer la valeur des différents éléments sont :

$$E_{2i} = \frac{E'}{RC} \tau = |-10v|$$

$$R_{ic} = \frac{R}{12} \left(\frac{E'}{E_{2i}} - 1 \right) - (\pi_g + P)$$

$$R_{S_{2i}} = \frac{R(R_{iN} + \pi_g + P)}{R + 12(R_{iN} + \pi_g + P)}$$

$$\text{si } \pi_g + P = 25 \quad , \quad E' = -15 \text{ V}, \quad R = 600 \Omega$$

Il en correspond le tableau des valeurs ci-après :

f_1/f	0,1	0,125	0,16	0,20	0,25	0,32	0,40	0,50	0,63	0,80	1,00
$E_{21}(V)$	1,00	1,25	1,6	2,0	2,5	3,2	4,0	5,0	6,3	8,0	10,0
$R_{1c}(\Omega)$	675	525	394	300	225	209	113	75	44	19	-
$R_{1N}(\Omega)$	680	523	392	300	225	210	113	75	44,2	19	-
$W_d(W)$	0,3	0,4	0,5	0,7	0,75	0,8	1,2	1,5	1,9	2,4	-
$R_{S_{21}}(\Omega)$	48	46	45	44	42	42	37	34	29	25	-
$W_{1N}(W)$	2	2	2	5	5	5	5	10	10	10	-

R_{1c} Résistances calculées

R_{1N} Résistances normalisées

W_d Puissance dissipée

W_{1N} Valeurs normalisées pour la puissance

$$W_{1N} \geq 4 W_d$$

$$R = 600\Omega \quad 1\% \quad 2 W$$

Pour les calculs de R_j et R_K , nous avons fait :

a) - $R_j + R_K = R = 600\Omega$ condition simplificatrice

b) - $R_K = \frac{1}{10} (600 + \bar{R}_{S_{21}})$ $R_{S_{21}} = 40\Omega$

$R_K = 64\Omega$ $60\Omega + 4\Omega, 1\%, 1/8 W$

$R_j = 536\Omega$ $536\Omega, 1\%, 1 W$

ce qui permet une tension E_1 entre 0,1 V à 1 V.

Ces deux dernières résistances réalisent une atténuation de 20 dB sur la tension qui va au bloc de détection, ceci pour la première décade de fréquences (A).

Les correspondances entre les divers RC de l'intégrateur (Bloc de vérification de linéarité) et les décades A, B, C, D, E pour $1 V \leq E_2 \leq 10 V$ sont :

	A	B	C	D	E
R_1	500 K Ω	50 K Ω	5 K Ω	500 K Ω	50 K Ω
C	2 μF	2 μF	2 μF	2 nF	2 nF

BLOC DE DETECTION DE $0,1 \text{ V} \leq s(t)_{\text{max}} \leq 1 \text{ V}$

ET DE LA COMMANDE 2

Principe et fonctionnement

Le circuit qui réalise la détection et la "commande 2" est représenté figure 16.

L'intégrateur fonctionne en générateur de signaux triangulaires délivrant des fréquences respectivement 5 et 2 fois plus petites que la fréquence d'opération, lorsque celle-ci est inférieure à 10 Hz. Dans les autres cas, la fréquence est fixe.

A l'entrée de cet intégrateur est appliquée une tension $(-E)$ variable pour $f < 10 \text{ Hz}$ et constante pour $f \geq 10 \text{ Hz}$. Cet intégrateur comporte deux résistances d'entrée ($R_1 = 5 \text{ R}$) et ($R_2 = 3,33 \text{ R}$) commutée par le relais x_2 , une capacité ($C = 5 \mu\text{F}$) et une résistance R , pour la décharge de la capacité C , commutée par le relais x_1 . Cette disposition permet les temps de recherche de vérification de la linéarité et de calcul.

A la sortie de l'intégrateur, nous avons deux charges constituées de :

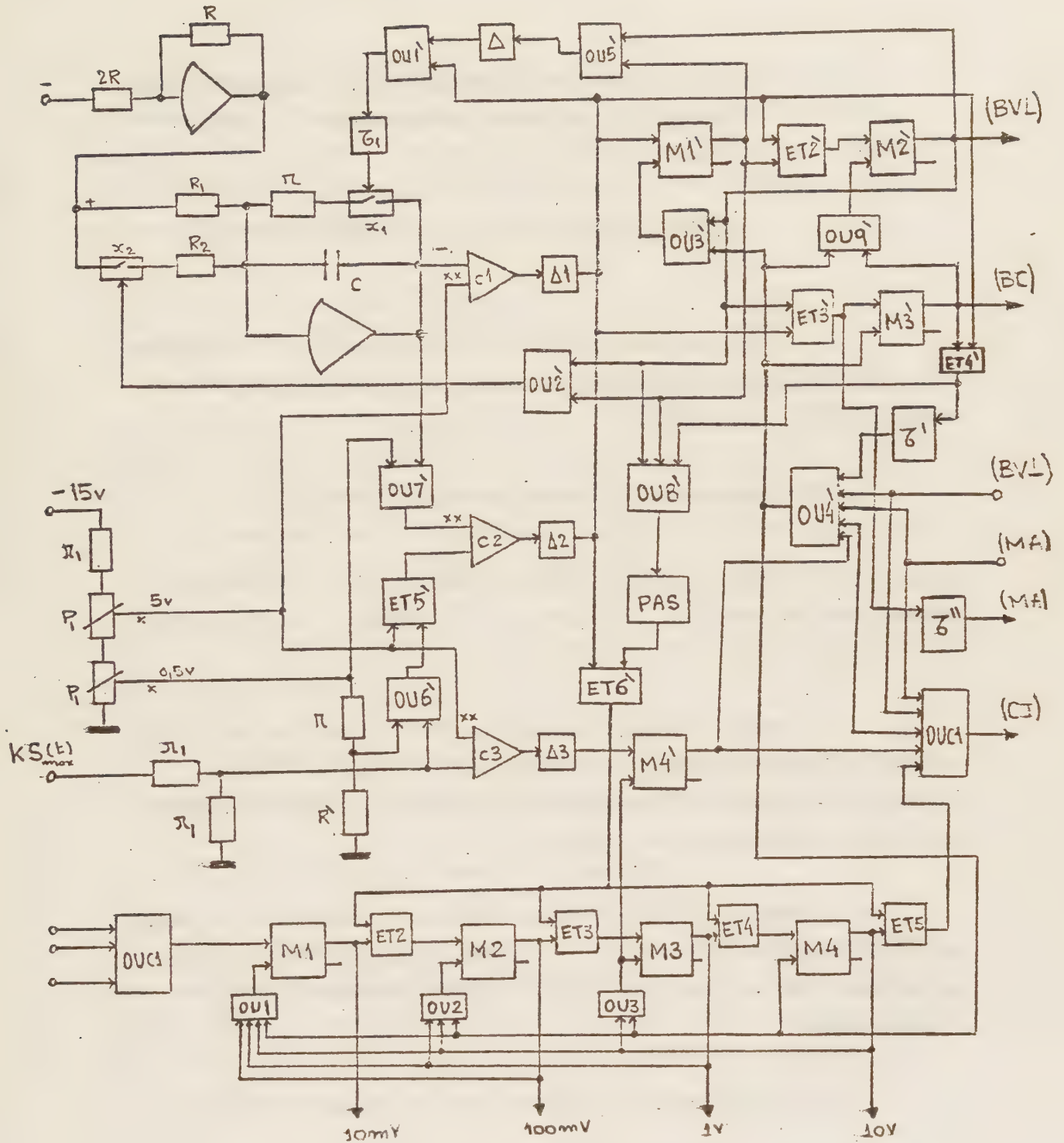
1°/ - Un comparateur (c1) avec une tension de référence ($V_{\text{ref}} = -5 \text{ V}$), tension inférieure à la tension de saturation du μA709 , suivi d'un pulseur (Δ). La sortie du pulseur attaque :

* les relais x_1 permettant la remise à zéro de l'intégrateur, suivant le circuit

$(\Delta) \rightarrow (\text{OUI}') \rightarrow (\overline{Q}_1) \rightarrow (x_1)$

Fig 16

Bloc de détection et commande 2



- x Point de vérification de tension
- xx Tension de référence
- BVL Bloc de vérification de linéarité
- BC Bloc de calcul
- MA Mémoire analogique
- OUC1 Circuit OU de la commande 1

- les entrées de la commande 2 (CII) agissant sur les relais du bloc atténuateur par le circuit (ET6').

- la mémoire 2 (M2') par le circuit (ET5').

2°/ - Un comparateur (c2) avec comme tension de référence la tension de sortie du système à tester, par l'intermédiaire des circuits (ET5) et (OU6').

Le comparateur (c2) permet la détection de $1 \text{ V} \leq |KS_m(t)| \leq + 10 \text{ V}$ et attaque la mémoire (M1') qui actionne le relais x_1 à travers le circuit (OU5) et le relais x qui change la constante de temps de l'intégrateur en passant ² de $5T_1$ à $2T_1$ ($T_1 = 1 \text{ S}$).

La remise à zéro de la mémoire (M1') s'effectue soit par la tension issue de (M2'), soit par celle issue de (OU4'). Par ailleurs, la sortie de la mémoire M1') fournit la tension d'entrée du bloc de vérification de linéarité.

La mémoire 2 (M2') permet d'une part, de définir le temps de vérification de linéarité et le temps de calcul (dB) et ($\Delta \emptyset$) en agissant sur le relais x_2 , d'autre part, la remise à zéro de l'intégrateur.

Le fonctionnement du circuit est le suivant :

1°/ - $\frac{KS(t)}{\max} < 1 \text{ V}$

A chaque instant correspondant à $(5T_1) = 2,5 \text{ S}$, une impulsion ($\Delta 1$) en provenance de l'intégrateur, actionne les entrées de

la commande 2 (C2) par l'intermédiaire des circuits (ET) de la commande 2 qui, par glissement du niveau "1" commande les relais du bloc atténuateur. Une fois le glissement effectué (4 positions), une impulsion transmise par le circuit (ET5), va au circuit (OUC1) pour actionner la bascule suivante de la commande 1.

$$2^\circ / - 1 \text{ V} \leq |K_S(t)| \leq 10 \text{ V}$$

La tension de sortie du comparateur (c2) passe brutalement de + 3,2 V à - 0,5 V, lorsque la tension de sortie de l'intégrateur atteint la valeur $K_S/2 = 0,5 \text{ V}$. L'impulsion résultante actionne (M1') qui va ouvrir la porte (ET6') par les circuits suivants :

$$(c2) \rightarrow (\Delta 2) \rightarrow (M1') \rightarrow (OU8') \rightarrow (PAS) \rightarrow (ET6') \rightarrow (\text{Commande 2})$$

L'ouverture de cette porte isole alors la commande 2 du bloc de détection.

La mémoire M1' étant reliée à l'entrée du bloc de vérification de linéarité, cette vérification va pouvoir s'effectuer :

Deux situations peuvent se présenter :

- Si le système n'est pas linéaire, une impulsion proviendra du bloc de vérification de linéarité (BVL) qui va agir sur le circuit (OU4') permettant de remettre à zéro toutes les bascules du bloc de détection et la commande 2 et va allumer la signalisation correspondante.

De même, lorsque la tension de sortie de l'intégrateur atteint - 5 V, le comparateur c1 bascule et le pulseur $\Delta 1$ produit des impulsions. Ces impulsions ferment le contact x_1 assurant la décharge de la capacité (C) et assurent le glissement du niveau "1" dans les mémoires (M1'), (M2') et (M3') avec une période $2T_1$.

- Si le système est linéaire, rien ne se produit jusqu'à la deuxième impulsion ($\Delta 1$) qui va agir sur les circuits $(ET2') \rightarrow (M2')$. La mémoire $(M2')$ attaque les blocs de calcul dB, et ($\Delta \emptyset$), les relais (x_1) (x_2) et la remise à zéro de $(M1')$.

La troisième impulsion ($\Delta 1$) va agir sur les circuits $(ET3') \rightarrow (M3')$ mettant en service le retard $\tau' = 2,5$ S qui va permettre la mise en mémoire analogique de l'information, et le retard $\tau' = 20 \mu S$ qui va remettre à zéro toutes les bascules du bloc de détection et de la commande 2 par le circuit $(OU4')$.

$$3^\circ / - \quad \underline{KS(t) > 10 \text{ V}}$$

Dans ce cas, le comparateur $(c3)$ va agir sur $(OU4')$ pour remettre à zéro toutes les bascules : $(c3) \rightarrow (\Delta 3) \rightarrow (M4') \rightarrow (OU4')$ et sur la commande 1 pour changer de fréquence $(OUC1)$.

Commande 2 (C2)

Elle est constituée de 4 bistables dont les entrées, à l'exception du 1er, sont actionnées par 1 circuit (ET).

Chaque circuit (ET) comporte 2 entrées : l'une reliée au bloc de détection et l'autre au bistable précédent.

La remise à zéro de chaque bistable est effectuée par un circuit (OU) à deux entrées : une entrée est commandée par la sortie du bistable suivant et l'autre entrée par des impulsions en provenance du circuit de détection, du bloc de vérification de linéarité ou du bloc de calcul (dB) ou ($\Delta\phi$).

La commande 2 est en fait un registre à glissement à 4 positions qui agit sur les 4 relais du bloc des atténuateurs de façon à fournir au système à tester les tensions d'entrée dans l'ordre : 0,01 V - 0,1 V - 1 V - 10 V.

Spécification des composants

R_1	500 K Ω	1 %, 1/8 W
R_2	200 K Ω	1 %; 1/8 W
C	5 μF	
r	100 Ω	1 %, 5 W
x	2 relais	
Δ	4 pulseurs	
τ	3 retards ($\tau_1 = 10$ ms), ($\tau' = 10$ μ s) et ($\tau'' = 2,5$ s)	
OU	14 circuits OU	
ET	9 circuits ET	
PAS	1 circuits PAS	
c	3 comparateurs ($\mu A710$)	
R	100 K Ω	1 %, 1/8 W
(2R)	200 K Ω	1 %, 1/8 W
AO	2 amplificateurs opérationnels ($\mu A709C$)	
M	8 mémoires logiques	
r_1	1 K Ω	1 %, 1/8 W
R'	5 K Ω	1 %, 1/8 W
P_1	2 potentiomètres de 300 Ω ,	1 W

xx Tension de référence

x Point de vérification

- E Valeur E provenant du bloc E et proportionnelle à la fréquence d'opération

0// de S(t) Valeur nulle de la sortie S(t)

$S_c(t)$ Demi-sinusoïde construite à partir de composants passifs et de même amplitude que la sortie S(t) détectée.

$$W(t) = \beta \int_0^{\frac{\pi}{2}} |S_c(t) - S(t)| dt \quad \text{Critère d'erreur}$$

ε_{MAX} Niveau d'erreur fixé a priori $\varepsilon_{MAX} < 10 \%$

$\beta = 10$ Gain de l'intégrateur. Ce gain permet d'avoir des tensions suffisantes à l'entrée de la mémoire M

$K = R_s/R_e$ R_e résistance d'entrée

R_s " de sortie

C(1) Commande 1

$$1 V \leq s_{\max}(t) \leq 10 V$$

M La mémoire doit s'exciter lorsque le système n'est pas linéaire.

OU Permet la remise à zéro de M.

(c) Comparateur

Les conditions de fonctionnement et spécifications des composants du circuit :

$R_1 C_1 > R_2 C_2$ ce qui permet la remise à zéro de la mémoire M avant que l'impulsion d'erreur l'excite.

Nous pouvons choisir $R_1 C_1 = 10 R_2 C_2$

donc $R = 22 \text{ K}\Omega \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 20 \%$

$R_1 = 1 \text{ K}\Omega \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 20 \%$

$C_1 = 10 \text{ nF} \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 20 \%$

$C_2 = 1 \text{ nF} \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 20 \%$

$R_e = 50 \text{ K}\Omega$

$R_S = 500 \text{ K}\Omega$

$P_1 = 5 \text{ K}\Omega$ double pour permettre 2 réglages
au même temps

(c) = (μ A710)

$r = 200 \Omega$

$P_2 = 2 \text{ K}\Omega$

13 diodes

1 bascule

4 amplificateurs opérationnels (μ A709C)

- Construction de la demi-sinusoïde idéale $S_c(t)$

Nous avons :

- Un circuit avec des diodes, des résistances et des potentiomètres qui simulent le quart de sinusoïde à partir des droites ci-dessous avec une erreur inférieure à 1 % :

$$\begin{aligned}
 r_1 &\rightarrow S_{c_1}(t) = 3,11 t && \text{pour } 0^\circ \leq t \leq 20^\circ \\
 r_2 &\rightarrow S_{c_2}(t) = 2,70 t + 0,045 && " \quad 20^\circ \leq t \leq 42^\circ \\
 r_3 &\rightarrow S_{c_3}(t) = 1,95 t + 0,220 && " \quad 42^\circ \leq t \leq 62^\circ \\
 r_4 &\rightarrow S_{c_4}(t) = t + 0,545 && " \quad 62^\circ \leq t \leq 81^\circ \\
 r_5 &\rightarrow S_{c_5}(t) = 0,995 && " \quad 81^\circ \leq t \leq 90^\circ
 \end{aligned}$$

Ce circuit est indiqué fig. 18

- Un intégrateur qui joue le rôle de base de temps. Cet intégrateur est déclenché après la détection de la valeur nulle de la sortie dans le bloc de discriminateur. Sa tension varie de E à $V < V_{Sat}$ ce qui correspond à $T/4$ de la période. Une fois cette valeur atteinte, l'intégrateur agit sur un pulseur qui va exciter la mémoire, ce qui met l'entrée de l'intégrateur à $(+E)$. L'intégrateur se décharge alors jusqu'à la détection de la valeur nulle de la sortie de $S(t)$ et le cycle de demi-sinusoïdes recommence.

L'entrée de l'intégrateur provient du bloc E qui permet d'obtenir une tension proportionnelle à la fréquence d'opération.

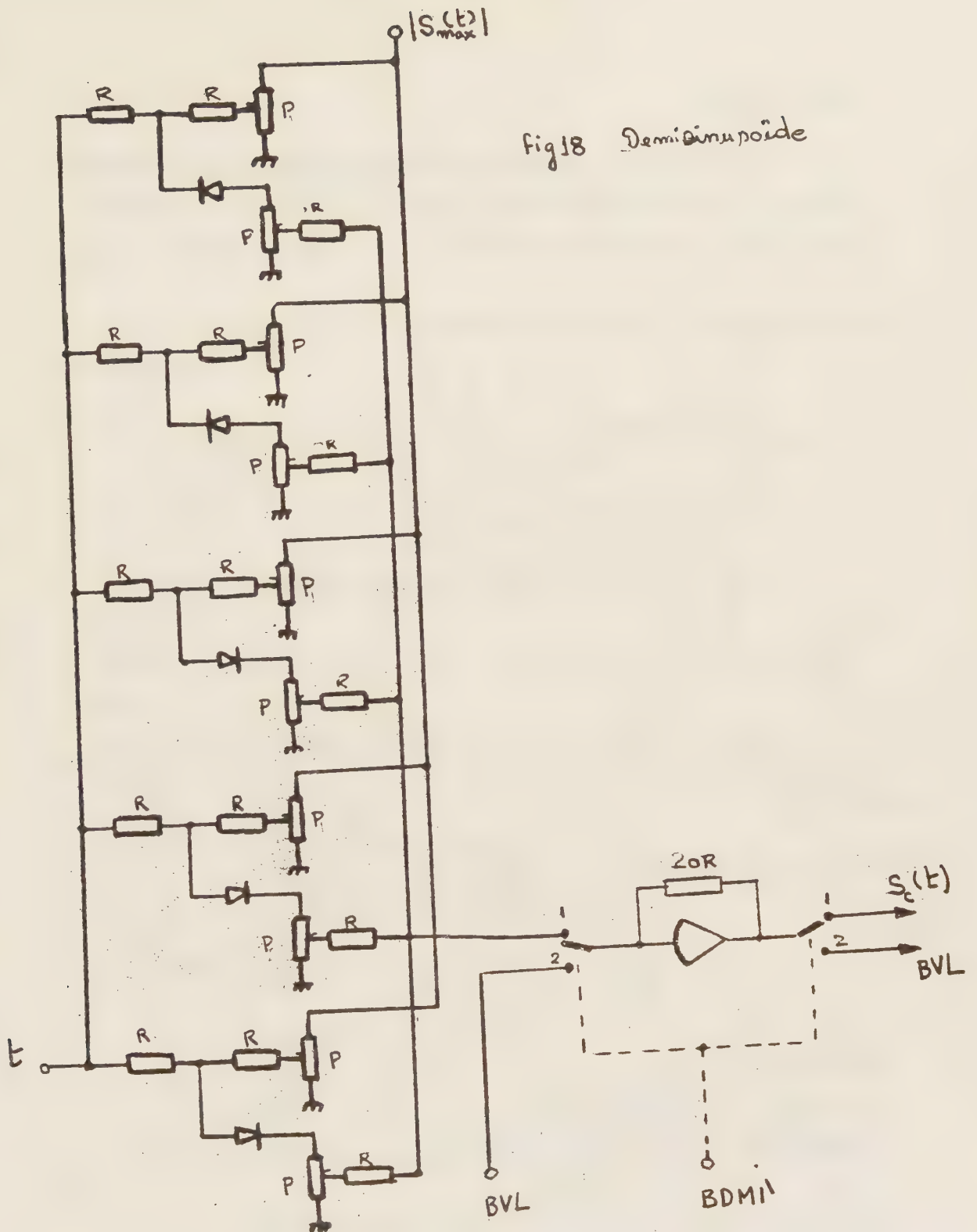


Fig 18 Demodulateur

- P 10 potentiomètres $10\text{ k}\Omega$
- (20 R) 1 résistance $(500\text{ k}\Omega, 1\%, 1/8\text{ W})$
- diodes 5 diodes P15
- (R) 15 résistances $(100\text{ k}\Omega, 1\%, 1/8\text{ W})$
- (AO) 1 amplificateur opérationnel ($\mu 709\text{C}$)

Base de temps

Le schéma du circuit de la base de temps, de la construction de la demi-sinusoïde ainsi que de l'intégrateur du bloc de calcul ($\Delta\phi$), est indiqué fig. 19

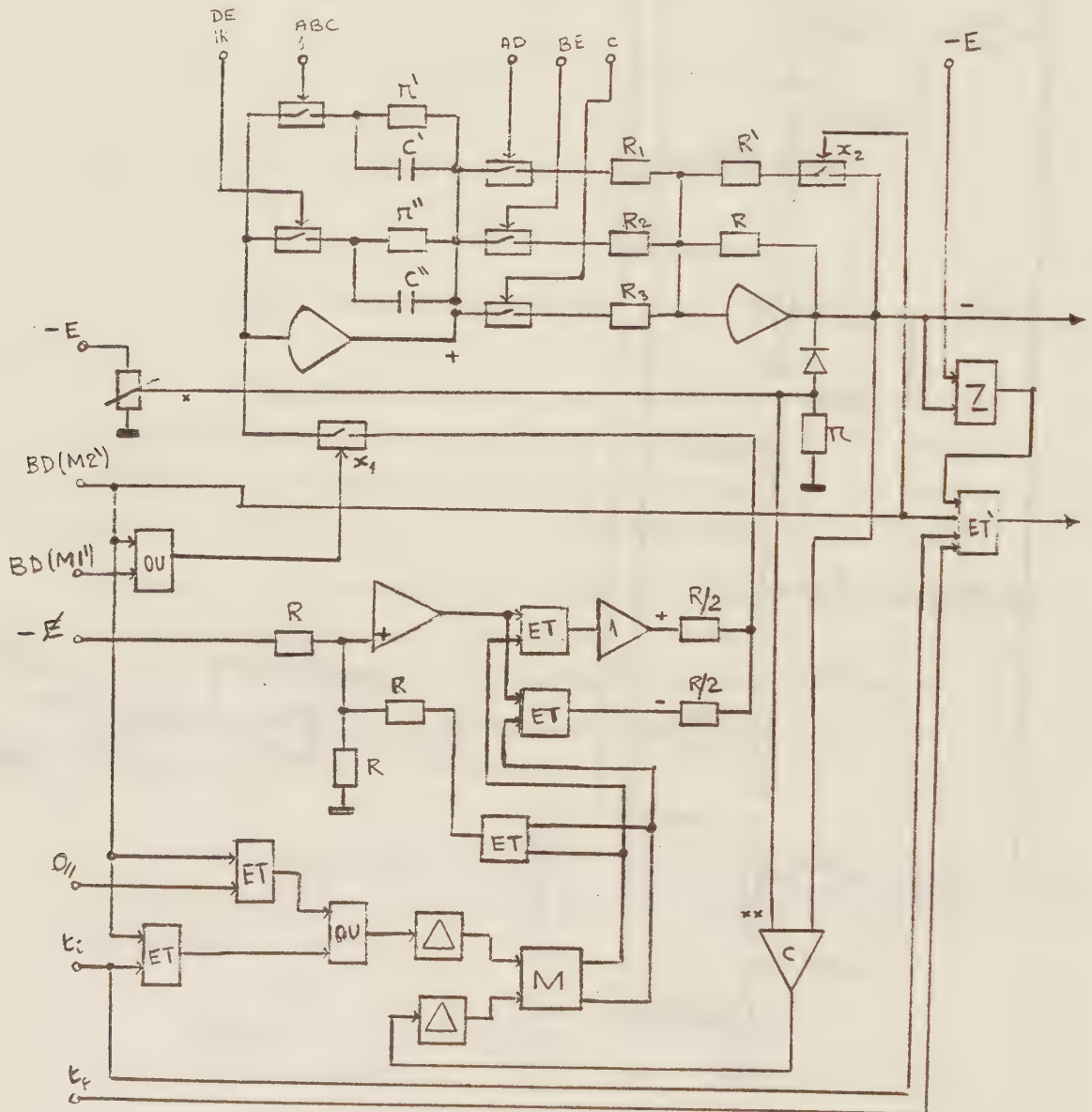


fig. 19 Base de temps

BD Bloc de détection de la sortie $S(t)$

0// Valeur nulle

Conditions de fonctionnement du circuit et spécifications des composants :

$$\text{Niveau "1"} \quad (1(-V)| = 11,4 \text{ V}) < (1 - V_{\text{Sat}}| = 12 \text{ V})$$

$$\text{Niveau "0"} \quad (|(-v)| = 0,12 \text{ V}) < v'$$

E_f provient du bloc E'

$$E = 15 \text{ V}$$

A, B, C, D, E Contacts commandés par le commutateur de choix de la décade de fréquence qui ferme une des positions suivantes :

$$A(R_1 = 250 \text{ K}\Omega), B(R_2 = 25 \text{ K}\Omega), C(R_3 = 2,5 \text{ K}\Omega) \text{ ceci}$$

$$\text{pour } (C^1 = 1 \mu\text{F}, r^1 = 16 \text{ M}\Omega) \text{ et } D(R_1 = 250 \text{ K}\Omega),$$

$$E(R_2 = 25 \text{ K}\Omega) \text{ pour } (C'' = 1 \text{ nF}, r'' = 200 \text{ K}\Omega)$$

Ces valeurs permettent le fonctionnement de l'intégrateur durant $1/4$ de la période de la fréquence correspondant à ces positions.

$O_{\text{de}} S(t)$ Valeur nulle de sortie $S(t)$ qui provient du bloc de discriminateur

$$r_1 = 1 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = 1 \text{ nF}$$

$$R = 150 \text{ K}\Omega$$

$$P_1 = 2 \text{ K}\Omega$$

$$P_2 = 2 \text{ K}\Omega$$

$$r = 10 \text{ K}\Omega$$

$$x = 4 \text{ relais}$$

$$R = 50 \text{ K}\Omega$$

Les circuits (ET) (OU) et (PAS) correspondent aux opérations de "calcul ($\Delta\phi$)" comme nous le verrons dans le chapitre "Bloc de synchronisation" et "calcul $\Delta\phi$ ".

L'amplitude maximale des demi-sinusoides provient du bloc de "calcul (dB)".

Critère d'erreur

Nous avons choisi comme critère l'expression suivante :

$$W(t) = \int_0^{\frac{T}{2}} \varepsilon(t) dt = \beta \int_0^{\frac{T}{2}} (S_c(t) - S(t)) dt$$

où $S_c(t)$ demi-sinusoïde idéale

$S(t)$ sortie $S(t)$ détectée après le pont de diodes et le changeur de signe qui tient compte de l'atténuation du pont de diodes.

$$\beta = 10$$

Avec l'intégrateur, nous pouvons avoir le niveau d'erreur qui, après le bloc permettant le module de $(- |W(t)|) \leq 0$, sera comparé avec un niveau fixé a priori ; en général, entre 5 à 10 %. Si le niveau d'erreur dépasse cette valeur, une impulsion va agir sur l'entrée de la mémoire M ; cette dernière va actionner la commande 1 qui va changer de fréquence.

Si le niveau d'erreur ne dépasse pas le niveau fixé, le bloc de détection lui-même va délivrer un ordre d'effectuer les calculs (dB) et $(\Delta\emptyset)$. Dans ce cas, le système est linéaire.

BLOC DE CALCUL dB

Principe

Le schéma bloc détaillé de réalisation du calcul de (dB) est indiqué fig. 20

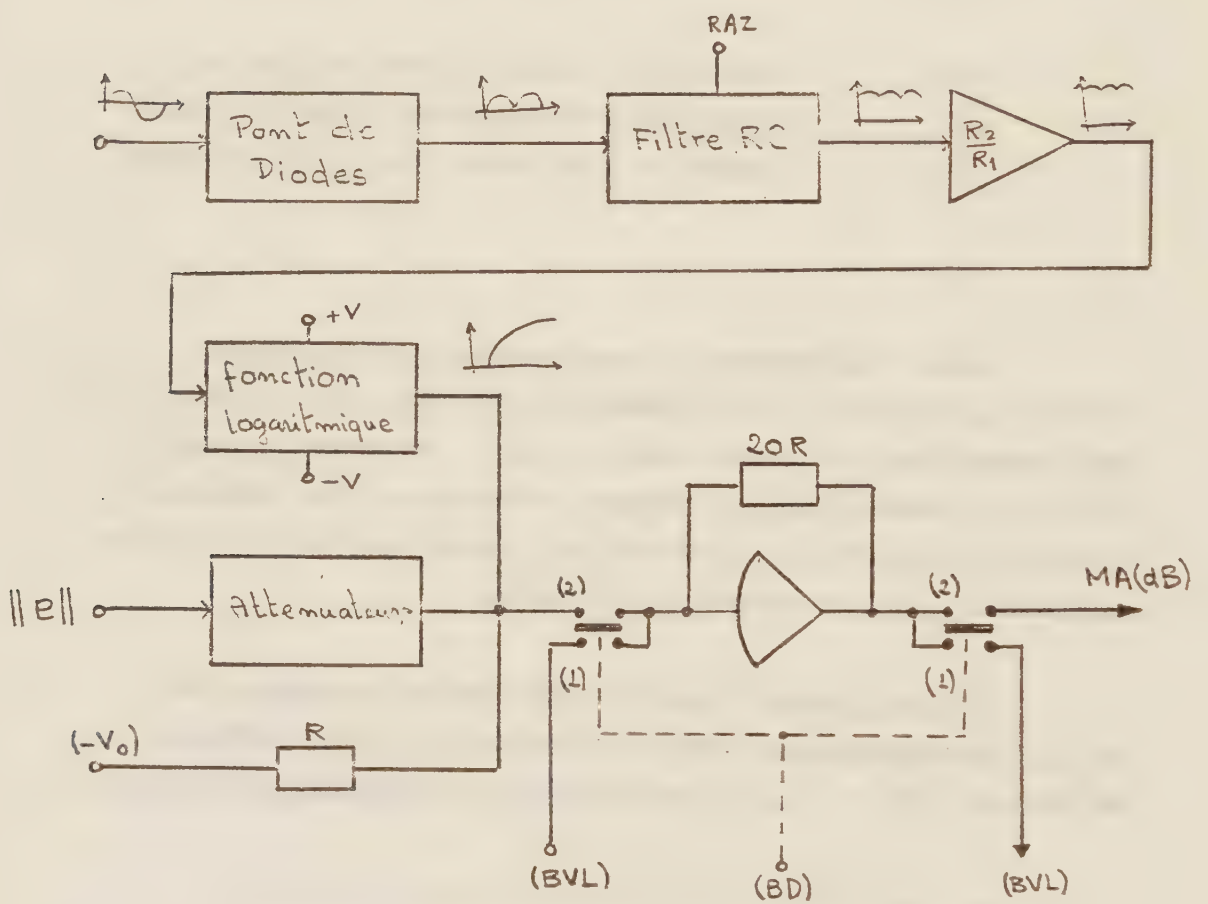


fig 20 Calcul dB

BVL	Bloc de vérification de linéarité
MA(dB)	Mémoire analogique dB
BD	Bloc de détection

RAZ Remise à zéro du filtre

(1) Position du contact de réalisation de la fonction sinusoïde pour le bloc de VL (vérification de linéarité)

(2) Position du contact de réalisation de (dB)

E Tension provenant de la commande 2

Grâce à ce montage, l'expression 1 , proportionnelle au gain (dB), sera emmagasinée en mémoire analogique (dB).

$$1 \quad V(\text{dB}) = V_0 + V(\text{dB})$$

$$\text{avec} \quad V(\text{dB}) \propto 20 (\log S - \log E) = (\text{dB})$$

$$- 11 \text{ V} \leq V(\text{dB}) \leq - 7 \text{ V}$$

$$- 5 \leq V(\text{dB}) \leq - 1 \quad - 40 \leq \text{dB} \leq + 40$$

$$V_0 = - 6 \text{ V}$$

Pour la réalisation électronique de ce bloc, nous avons suivi les étapes suivantes :

Transformation CA $\rightarrow$ CC

Nous avons utilisé un pont de diodes qui permet la transformation d'une sinusoïde en 2 demi-sinusoïdes positives dans la même période. D'autre part, si la constante de temps RC de l'ensemble filtre et pont des diodes est très élevée, le facteur d'ondulation ($\hat{C}$) est très faible, ce qui est intéressant dans la transformation CA $\rightarrow$ CC, mais présente l'inconvénient d'avoir

un temps de charge important de la capacité C, ce qui augmente le temps d'opération sur chaque fréquence.

Temps de charge de C(t_c)

Nous avons adopté une constante de temps à 99 % pour que l'erreur sur le gain du système soit petite. Le temps minimal peut ainsi être calculé par :

$$S_o(1 - e^{\frac{-t_c}{2\tau_c}}) = 0,99 S_o$$

En faisant $C = 2000 \mu F$, et $r_d < 500 \Omega$, où r_d résistance directe du pont de diodes, nous obtenons :

$$t_c = 9,2 \text{ s} \qquad t_c = 10 \text{ s}$$

Temps de décharge (td)

De façon à réduire le temps d'étude à chaque fréquence, une résistance r, mise en parallèle avec C, et commutée électro-niquement sur une durée 2 td, remet la remise à zéro de C.

Pour le calcul de td, nous avons pris l'expression suivante :

$$S_o e^{\frac{-t_d}{\tau C}} \leq \frac{(S_o/10)}{10}$$

$$\text{avec } r = 100 \Omega \qquad t_d < 0,92 \text{ s}$$

Nous avons donc choisi $t_d = 2 \text{ s}$ pour chaque fréquence d'opération ; ce qui donne :

$$S(td = 2 \text{ s}) = 46 \times 10^{-6} S_0$$

$$\text{et } P_{\text{eff max}} = \frac{S_{\text{max}}^2}{r} = 1 \text{ W} \quad (\text{courte durée})$$

Nous adopterons $r = 100 \Omega$, 2 W

Calcul de facteur d'ondulation maximale (δ_m)

Pour les basses fréquences, δ_m devient important, car C se décharge à travers R_1 et les diodes, d'après la figure 21

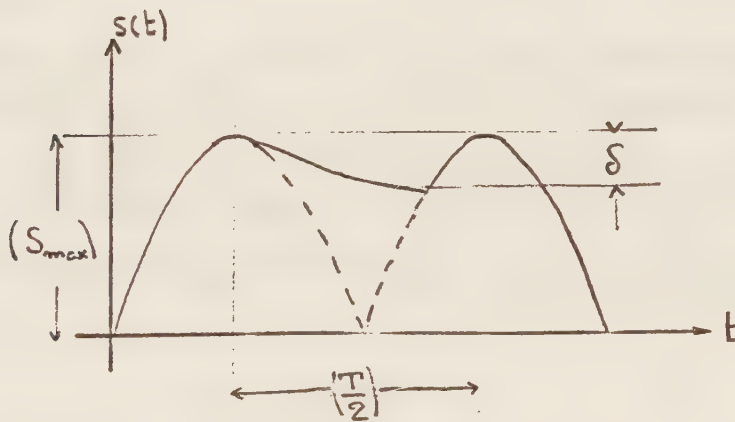


fig 21 Courbe de décharge

Calculons un δ_M de 1 % dans le cas plus défavorable, $f = 0,1 \text{ Hz}$, pour que l'erreur sur le gain du système soit négligeable. Pour les autres fréquences les δ seront inférieurs à δ_M .

$$S_0 e^{-\frac{t_{\max}}{R_{eq}C}} \leq 0,99 S_0 \rightarrow R_{eq} = \frac{0,6 R_d R_1}{0,6 R_d + R_1} = 250 \text{ k}\Omega$$

R_d résistance inverse de diodes, si $R_d > 1,5 \text{ M}\Omega$

$$R_1 = 350 \text{ k}\Omega$$

L'amplificateur opérationnel (changeur de signe) effectue l'adaptation des impédances et fournit l'entrée du bloc réalisant la construction de la fonction logarithmique $0 \leq (\log S) \leq 1$. Cette fonction est réalisée à partir de 5 segments grâce à un réseau de diodes, résistances et potentiomètres fixant les coefficients angulaires et linéaires.

Construction de la courbe logarithmique

Nous voulons construire une courbe segmentée telle que l'erreur avec la courbe réelle soit en tout point, inférieure à 0,2 dB sur le gain du système. Nous avons fait plusieurs essais, ayant comme base une distribution géométrique des segments de droites ($10^{1/5}$), en recherchant les écarts maximaux. Nous avons ainsi abouti aux valeurs suivantes :

$$r_1 = 0,3382S - 0,3339 \quad \text{pour } 1,00 \leq S \leq 1,65 \quad \text{et} \quad \varepsilon_{\max}(1,30) \cong 0,18 \text{ dB}$$

$$r_2 = 0,2046S - 0,1135 \quad \rightarrow \quad 1,65 \leq S \leq 2,65 \quad \rightarrow \quad \varepsilon_{\max}(2,10) \cong 0,14 \text{ dB}$$

$$r_3 = 0,1280S + 0,0900 \quad \rightarrow \quad 2,65 \leq S \leq 4,25 \quad \rightarrow \quad \varepsilon_{\max}(3,15) \cong 0,12 \text{ dB}$$

$$r_4 = 0,0810S + 0,2900 \quad \rightarrow \quad 4,25 \leq S \leq 6,60 \quad \rightarrow \quad \varepsilon_{\max}(5,35) \cong 0,12 \text{ dB}$$

$$r_5 = 0,0522S + 0,4800 \quad \rightarrow \quad 6,60 \leq S \leq 10,00 \quad \rightarrow \quad \varepsilon_{\max}(8,15) \cong 0,12 \text{ dB}$$

Donc pour $1 \leq S \leq 10$ $0 \leq r \leq 1$ avec un $\varepsilon_{\max} < 0,2 \text{ dB}$

Nous avons alors choisi :

- 10 résistances de $100 \text{ K}\Omega$ ($\hat{R}$)
- 5 " " $300 \text{ K}\Omega$ (R)
- 5 potentiomètres de $10 \text{ K}\Omega$ ($\hat{P}$)
- 5 " " $100 \text{ K}\Omega$ (P)

Le schéma électrique de cette partie est représenté figure 22.

Les entrées (e) sont disposées en décade. Cette disposition permet très facilement d'obtenir les log e d'après les opérations des décalages réalisés à partir des tensions de sortie de l'ensemble 3 et tenant compte de la fourchette de tension adoptée pour les mémoires analogiques. Les opérations sont :

$$(e) \rightarrow \begin{cases} 10 \text{ mV} \rightarrow -2 - 1 \rightarrow -3 + 4 \rightarrow +1 \text{ V} \\ 100 \text{ mV} \rightarrow -1 - 1 \rightarrow -2 + 4 \rightarrow +2 \text{ V} \\ 1 \text{ V} \rightarrow 0 - 1 \rightarrow -1 + 4 \rightarrow +3 \text{ V} \\ 10 \text{ V} \rightarrow +1 - 1 \rightarrow 0 + 4 \rightarrow +4 \text{ V} \end{cases}$$

$$(S) \rightarrow \begin{cases} 0,1 \rightarrow -1 + 1 \rightarrow 0 \text{ V} \\ 1 \rightarrow 0 + 1 \rightarrow +1 \text{ V} \end{cases}$$

Les correspondances entre les dB et les tensions en mémoires sont indiquées ci-dessous :

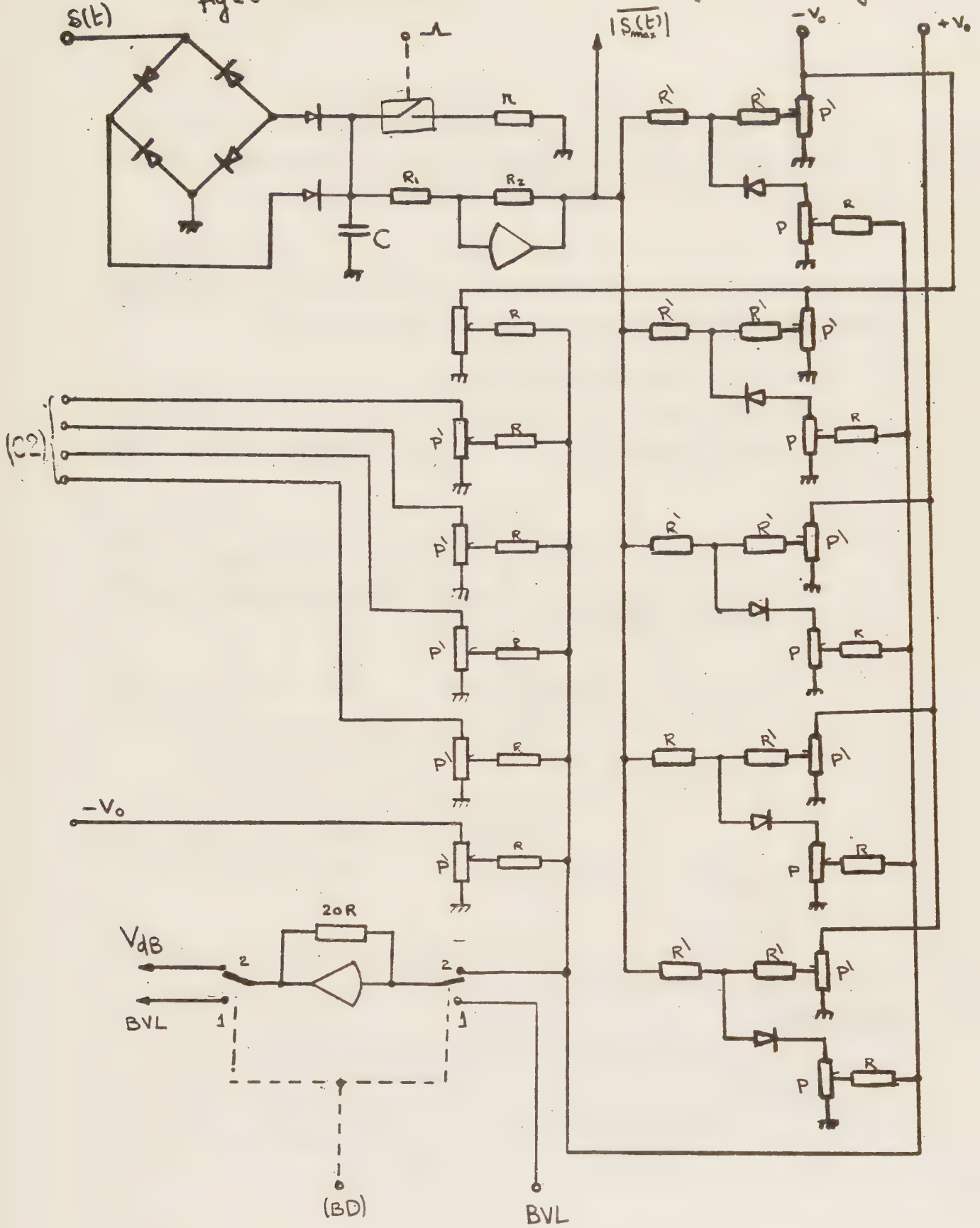
$$(dB)_{\max} \rightarrow +40 \text{ dB} \rightarrow 1 + 4 + V_0 = V_{\max} = |-11| \text{ V}$$

$$(dB)_{\min} \rightarrow -40 \text{ dB} \rightarrow 0 + 1 + V_0 = V_{\min} = |-7| \text{ V}$$

$$V_0 = -6 \text{ V}$$

Le (0dB) sera donc (-9 V).

fig 22 Schéma électrique de la courbe logarithmique segmentée



Nous avons besoin pour construire $\log e$, de 4 résistances de $10\text{ K}\Omega$ et de 4 potentiomètres de $10\text{ K}\Omega$. Ces éléments sont placés à la sortie de chaque bascule de la commande 3.

Les tensions $(\log S)$ et $(\log e)$, dont le rapport définit le gain en dB, peuvent être adaptées aux mémoires par l'amplificateur opérationnel représenté fig. 23 dans la position (2).

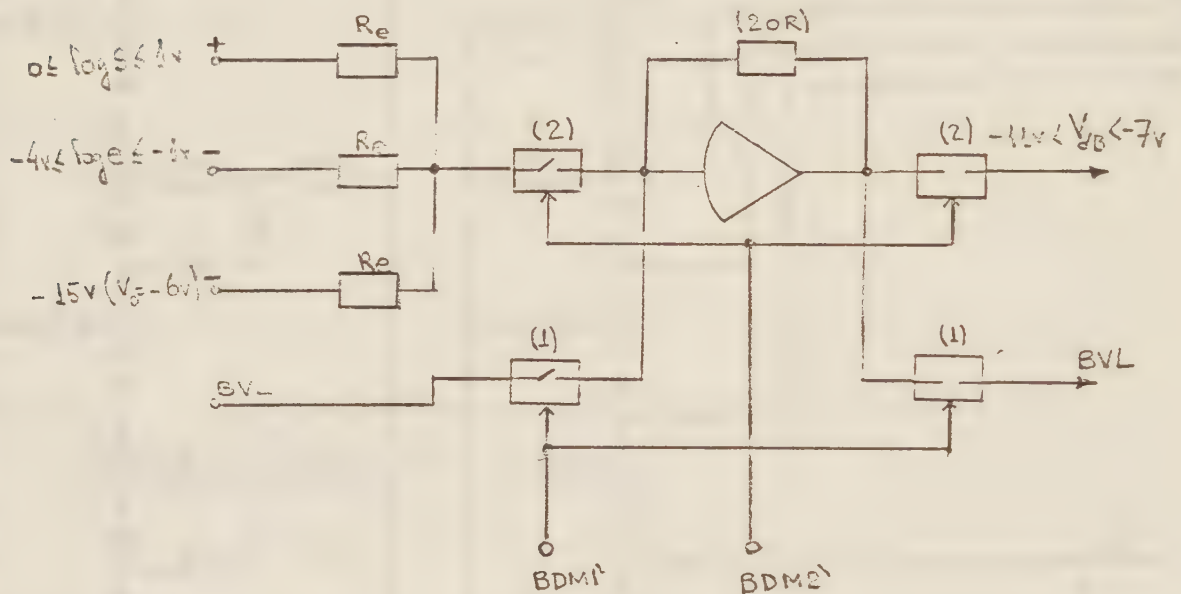


fig 23 Sommateur

La position (1) réalise la fonction sinusoïde qui sera vue plus loin. La commande de ces 2 positions provient du bloc de détection.

DISCRIMINATEUR

ET CALCUL DES DEPHASAGES $\Delta\phi$

Principe

Ce dispositif, incluant les blocs 14 et 15 permet de définir les instants correspondant aux valeurs nulles (0//) de l'entrée $e(t)$ de la sortie $s(t)$ et le calcul du déphasage ($\Delta\phi$) entre ces deux signaux. La fig. 24 en donne un schéma simplifié :

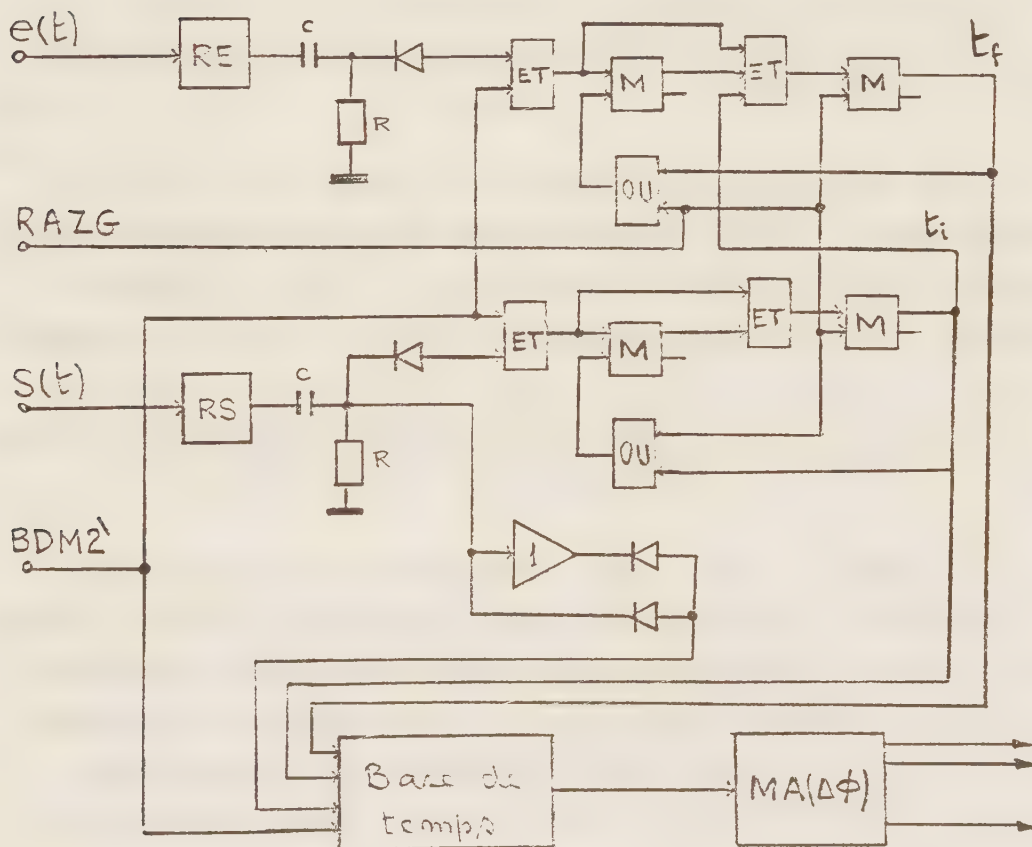


Fig 24 Discriminateur et calcul ($\Delta\phi$)

BD	Bloc de détection
MA	Mémoire analogique
RAZG	Remise à zéro générale
t_0	L'instant initial
t_f	L'instant final
RE	Rectangularisation de l'entrée $e(t)$
RS	Rectangularisation de la sortie $S(t)$
BVL	Bloc de vérification de la linéarité
OU1	Circuit OU à 11 entrées provenant des mémoires analogiques des déphasages $(\Delta\phi)_1$

Les valeurs nulles ($0_{//}$), de l'entrée $e(t)$ et de la sortie $S(t)$, sont transformées en impulsions qui attaquent 2 bascules (M) respectivement (figure 24).

Les impulsions correspondant à la sortie $S(t)$ définissent l'instant initial t_1 de l'intégration. Ces impulsions agissent sur le relais placé à l'entrée de l'intégrateur, de façon que celui-ci ne commence à intégrer qu'après deux impulsions, de la façon suivante :

- (BD(M2')) $\rightarrow$ (PAS) $\rightarrow$ (ET), bloquant toutes les valeurs nulles ($0_{//}$) de la sortie $S(t)$ (2 par période).

- (BDM2') - (ET) - (OU), transmettant les valeurs nulles de la sortie $S(t)$ (1 par période). Cette transmission n'opère qu'après que deux bascules, disposées en série, aient fonctionné, neutralisant ainsi les deux premières impulsions. Le fonctionnement de la seconde bascule applique une tension fixe à l'entrée de l'intégrateur de façon que l'intégration débute à partir de cet instant initial (t_1), d'après le parcours suivant :

$(t_1) \rightarrow (ET) \rightarrow (OU) \rightarrow (D_1) \rightarrow (M) \rightarrow (Cv) \rightarrow (L) \rightarrow (L' \text{entrée de l'intégrateur})$

où (Δ_1) pulseur : $R_{11}C_1$ et diode

(Cv) amplificateur opérationnel qui permet la correction du niveau ("0") de la mémoire

(M) niveau "0" = $(- 0,13 \text{ V}) = v$

(L) limiteur r, diode

Les impulsions correspondant à l'entrée $e(t)$ définissent l'instant final t_f de l'intégration. Comme précédemment, les deux premières impulsions sont neutralisées et le parcours électrique est le suivant :

$BD(M2') \rightarrow (ET) \rightarrow (M) \rightarrow (ET) \rightarrow (M) \rightarrow (ET') \rightarrow (\text{sortie de l'intégrateur}).$

Nous avons utilisé le même intégrateur comme base de temps pour le bloc de "vérification de linéarité" et pour le calcul $(\Delta\phi)$.

Le circuit correspondant est indiqué figure 25.

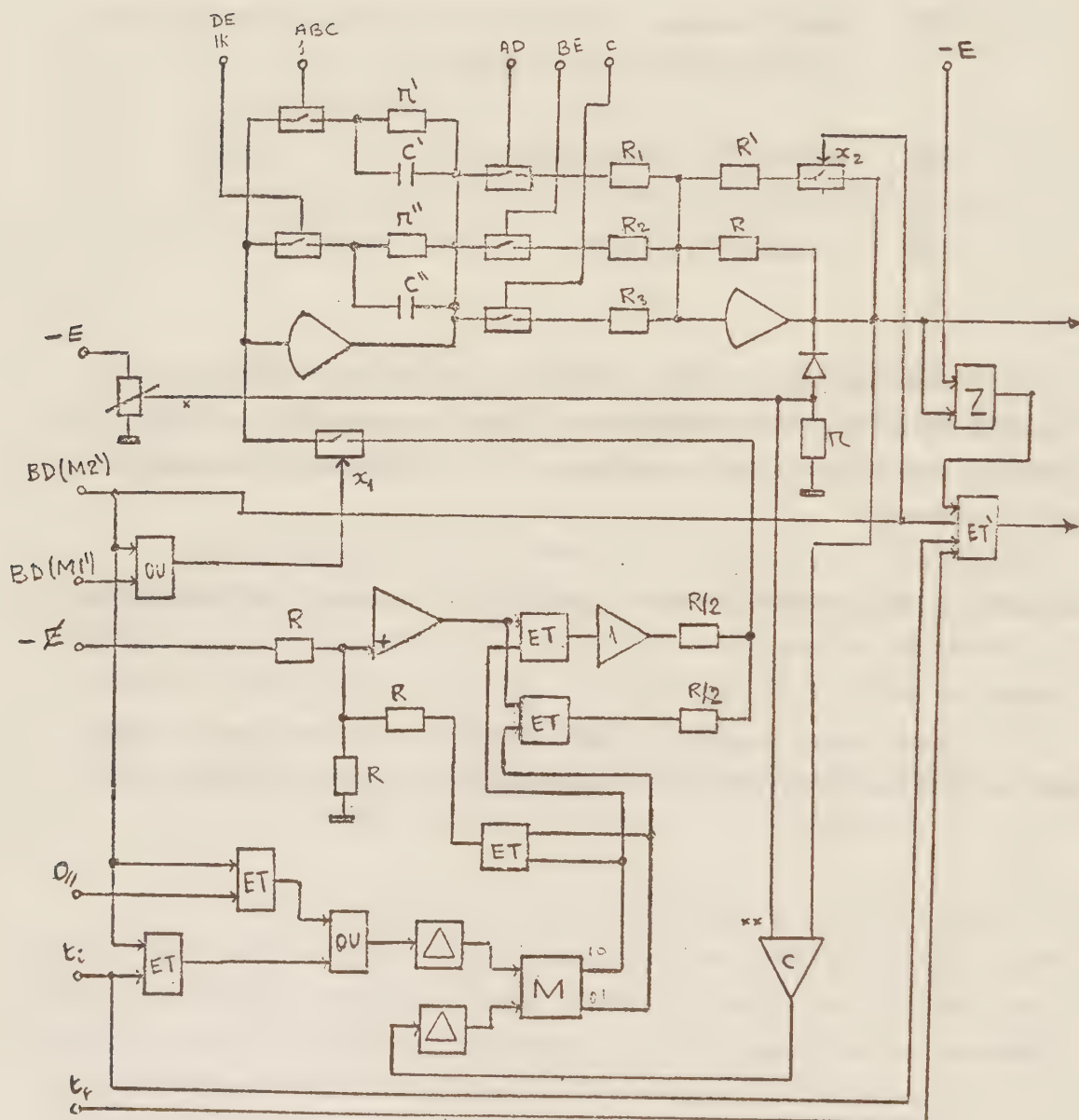


fig.25 Base de temps

(Z) circuit de transformation des tensions

$(0V, -5V) \rightarrow (-3,0V, -4,8V)$ correspondant à une avance de phase de $+0^\circ$ à $+360^\circ$ de la sortie par rapport à l'entrée.

(C) comparateur permettant la remise à zéro de la mémoire (M)

Le passage du fonctionnement en base de temps pour le BVL au fonctionnement en calcul du déphasage ($\Delta\phi$) est obtenu par l'action de la mémoire (M2') du bloc de détection (BD) qui :

1 - change la constante de temps de $1/4 T$ à T , ceci au moyen du relais x_2 .

2 - agit sur l'entrée de la mémoire (M), qui à son tour va agir sur l'entrée de l'intégrateur permettant à celui-ci d'intégrer à partir de l'instant initial t_1 .

3 - agit sur le circuit ET' qui attaque les mémoires analogiques (MA $\Delta\phi$).

Principe de calcul du déphasage ϕ

Nous savons que :

$$\Delta\phi = \omega \Delta t = \frac{2\pi}{(RC)} \cdot \Delta t \propto |\Delta V_{\Delta\phi}| = \left| \frac{E_i}{RC} \cdot \Delta t \right|$$

R et C sont fixées pour chaque décade de fréquence à partir du commutateur (ABCDE). Les fréquences internes de chaque décade sont directement proportionnelles aux tensions qui proviennent du bloc de durée (- E). D'autre part, nous avons appliqué une condition initiale V_0 définissant la valeur de déphasage 0° à ($V_0 = -3,0$ V) ; la sensibilité de la mesure est de 5 mV/O.

La courbe de la figure 26 donne la relation entre la tension et le déphasage.

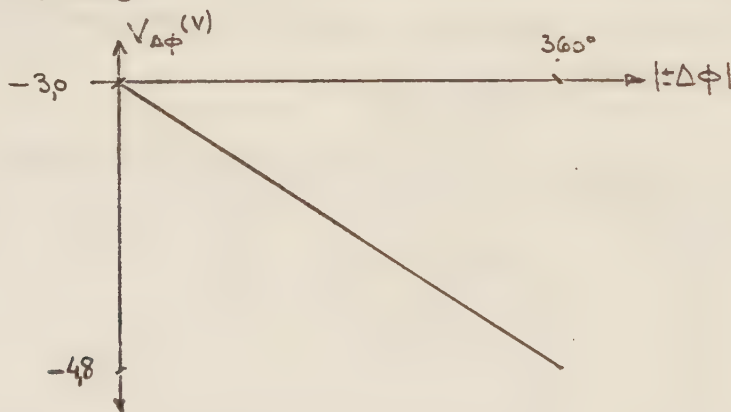


Fig 26 relation tension et déphasage

En résumé, les opérations effectuées par le circuit décrit, sont :

1°/ - Rectangularisation de l'entrée $e(t)$ et de la sortie $S(t)$.

2°/ - Détection des deuxièmes valeurs nulles ($0_{//}$) de l'entrée $e(t)$ et sortie $S(t)$, définissant l'instant final (t_f) et l'instant initial (t_i).

3°/ - L'intégration entre (t_i) $\rightarrow$ ($S(t)$) et (t_f) $\rightarrow$ $e(t)$.
Pour un déphasage total de 360° , la tension de sortie de l'intégrateur correspond à 5 V.

4°/ - Transformation de la variation (0 V - 5 V) en (0 V - 1,8 V) et l'introduction d'une condition initiale de (- 3,0 V) correspondant au niveau (0°) de déphasage.

5°/ - Mise en mémoire analogique ($MA\Delta\emptyset$) des tensions entre (- 3,0 V) et (- 4,8 V), ces tensions correspondant respectivement à un déphasage de 0° et de $- 360^\circ$.

Le bloc (Z) précédemment indiqué, consiste en un atténuateur et un sommateur suivant le schéma de la figure 27.

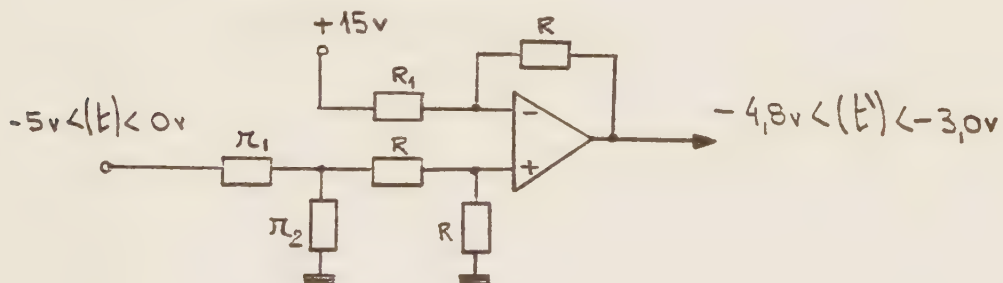


fig 27 bloc (Z)

Les éléments de ce circuit sont :

$$r_1 = 1600\Omega \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 1 \% \quad 1/8 \text{ W}$$

$$r_2 = 900\Omega \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 1 \% \quad 1/8 \text{ W}$$

$$R = 100 \text{ K}\Omega \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 1 \% \quad 1/8 \text{ W}$$

$$R_1 = 500 \text{ K}\Omega \quad \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 1 \% \quad 1/8 \text{ W}$$

Amplificateur opérationnel μA709C

Circuit (ET)

Le circuit (ET) comporte 4 entrées, dont les tensions proviennent :

1°/ - de la deuxième bascule du bloc de détection (BDM2')

2°/ - du bloc Z, où la tension varie de (- 4,8 V) à (- 3,0 V)

3°/ - de la deuxième bascule correspondant à la détection de la deuxième valeur nulle (0//) de l'entrée $e(t) \rightarrow (t_f)$

4°/ - de la deuxième bascule correspondant à la détection de la deuxième valeur nulle (0//) de la sortie $s(t) \rightarrow (t_1)$

Ce circuit est toujours bloqué jusqu'à l'action de l'impulsion (t_f) et sa tension de sortie varie de (- 0,4 V) à (- 3,0 V) $\geq (t') \geq (- 4,8 V)$, ce qui permet d'exciter les mémoires analogiques (MA $\Delta\emptyset$). Il comporte :

Circuits	Nombre
OU	4
Δ	3
M	4
C	-
PAS	1
x	1
AO	4 ($\mu A709C$)
ET	7

MEMOIRES ANALOGIQUES ET MULTIPLICATEUR DE DUREE

Principe

Nous avons réalisé des mémoires analogiques en utilisant des circuits RC passifs de constante de temps très élevée.

Chaque mémoire analogique (fig. 28) est constituée de deux cellules : (RC_1) et $(RC_2 = 2 RC_1)$.

Les deux sorties $Y_1(t)$ et $Y_2(t)$ de ces cellules attaquent deux amplificateurs opérationnels de façon à réaliser l'opération :

$$Y(t) = Y_1(t) + 1,2 \left(Y_1(t) - Y_2(t) \right)$$

et à reconstituer l'information initiale, conformément aux courbes de la figure 28

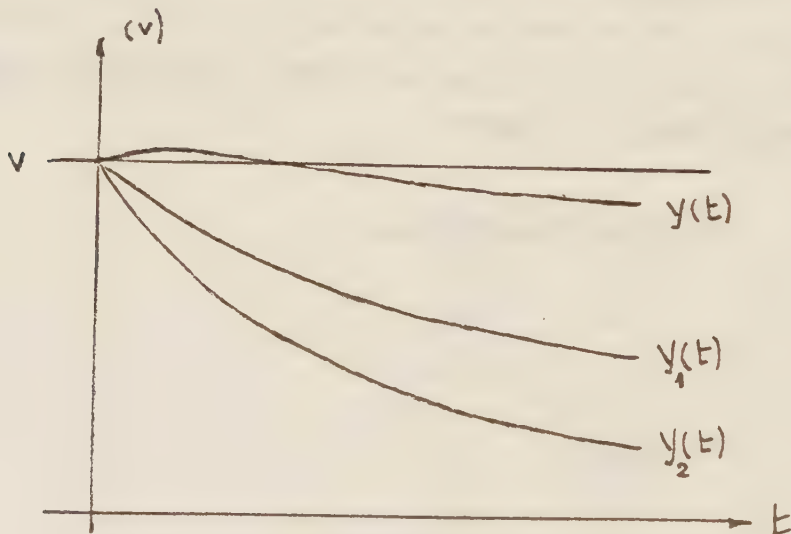


fig 28 Boucle de reconstitution de l'information initiale

$$y_1(t) = \frac{V}{G} e^{\frac{-t}{RC_1}}$$

$$y_2(t) = \frac{V}{G} e^{\frac{-t}{RC_2}}$$

V - information initiale sous forme d'une tension électrique.

G - gain des amplificateurs permettant de reconstituer l'information initiale.

R - résistance équivalente à la résistance de décharge des capacités ($R = R_1 + R_2$).

C_1, C_2 - capacités des mémoires analogiques.

L'opération ci-dessus permet une erreur ($\mathcal{E}$) inférieure à 1 % de la valeur initiale stockée jusqu'à l'instant $t = 0,45 RC_2$ d'après le tableau ci-dessous :

t/RC	(%)	t(seg)	t/RC	(%)	t(seg)
0,00	0	000	0,35	+ 0,2	700
0,05	+ 0,4	100	0,40	- 0,4	800
0,10	+ 0,1	200	0,45	- 0,8	900
0,15	+ 0,8	300	0,50	- 1,5	1000
0,20	+ 0,9	400	0,60	- 2,9	1200
0,25	+ 0,8	500	1,00	-10,6	2000
0,30	+ 0,7	600	-	-	-

Le schéma bloc général est indiqué figure 29

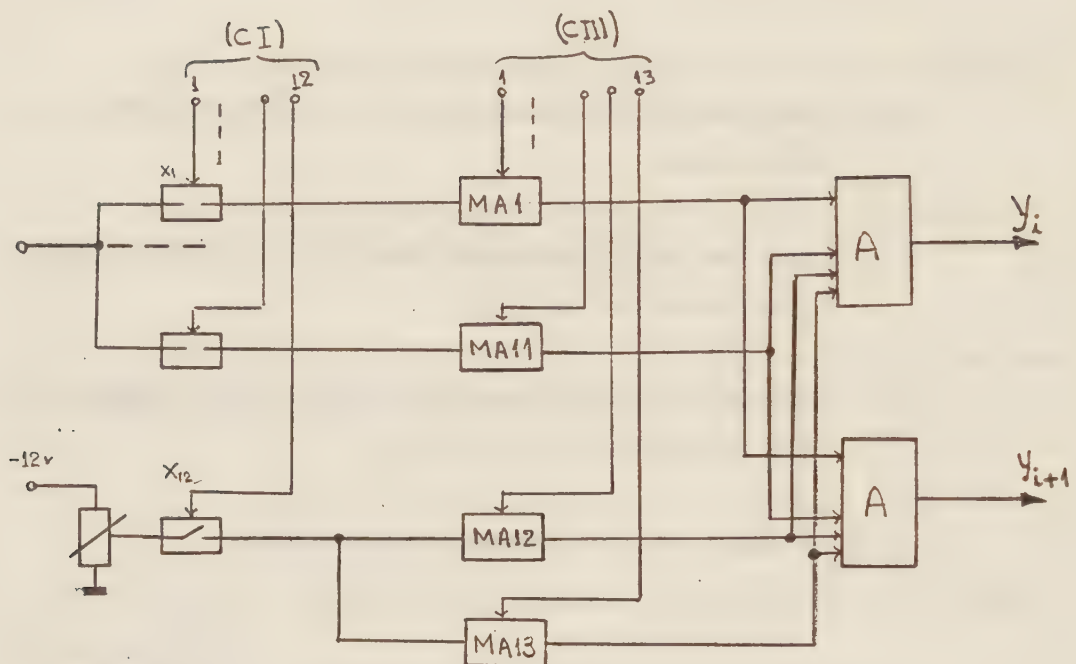


fig 29 schéma bloc général des mémoires analogiques (MA)

A Sommateur

CIII Commande 3

- (CI) : Commande 1 de fermeture des contacts x_1 . Cette commande permet le stockage des tensions en mémoires analogiques, une fois effectuées les opérations de calcul du gain (dB) et du déphasage ($\Delta \phi$).

- (x_1) : Les contacts x_1 restent fermés au moins 2,5 s à chaque fréquence d'opération pour permettre la charge des capacités des mémoires analogiques ; ces capacités ayant pour valeurs

respectives :

$$C_1 = 2000 \mu F \text{ et } C_2 = 1000 \mu F.$$

La résistance de charge r étant équivalente à 200Ω , nous avons ainsi :

$$\frac{t}{rC_1} = \frac{2,5}{2.10^2.2.10^{-3}} \quad \text{soit} \quad \frac{t}{rC_1} > 5$$

L'erreur correspondante sera donc inférieure à 1 %.

Les 11 mémoires MA1 à MA11 stockent l'information de chacune des 11 fréquences de la décade choisie et les deux mémoires MA12 et MA13.

Le circuit détaillé d'une mémoire analogique est indiqué figure 30

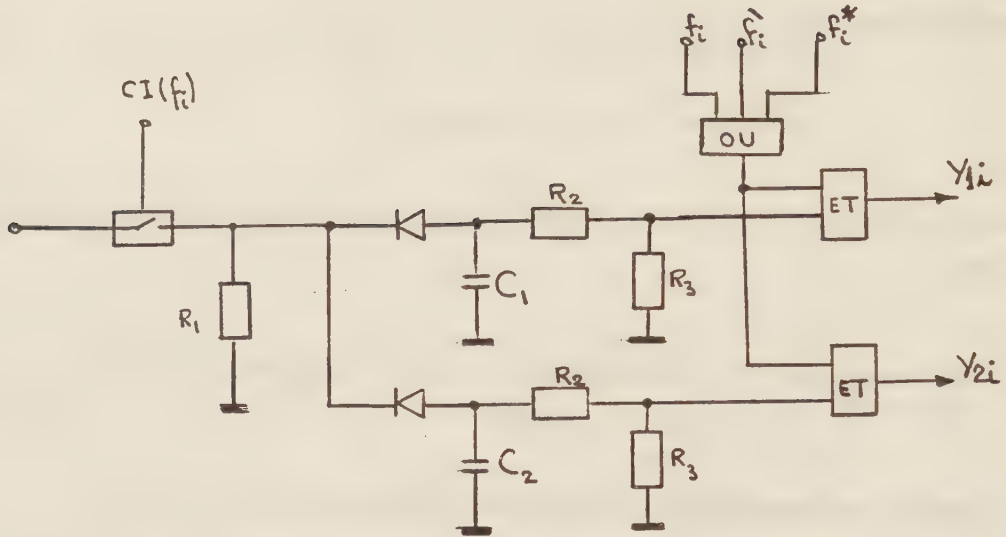


Fig30 mémoire analogique (MA)

Nous avons adopté les valeurs suivantes :

R_1	=	10 M Ω	1 %
R_2	=	2 M Ω	1 %
R_3	=	200 K Ω	1 %
C_1	=	2000 μ F,	15 V
C_2	=	1000 μ F,	15 V

Avec ces valeurs, les constantes de temps de décharge des capacités mémoires C_1 et C_2 sont respectivement :

$$RC_1 = 4000 \text{ S} \quad \text{et} \quad RC_2 = 2000 \text{ s}$$

Ces valeurs élevées permettent de conserver l'information pendant 15 min. avec une erreur inférieure à 1 %.

- f_1, f'_1 : ordres correspondant aux fréquences f_1 provenant de la commande II (CII). De façon analogue à la commande I, la commande II est également un registre à glissement. Elle permet la visualisation soit sur un oscilloscope, soit sur un enregistreur, branché en Y_1, Y_2 .

- f_1^* : signal provenant de la manoeuvre du commutateur de choix de fréquences pour les lectures effectuées sur le décibel-mètre et phasemètre.

- R_2, R_3 : résistances de valeur élevée pour éviter la décharge trop rapide des capacités C_1 et C_2 .

A la sortie de chaque cellule RC, nous avons des circuits ET qui attaquent un système d'amplificateurs opérationnels $\mu A709C$ dont le montage est indiqué figure 31

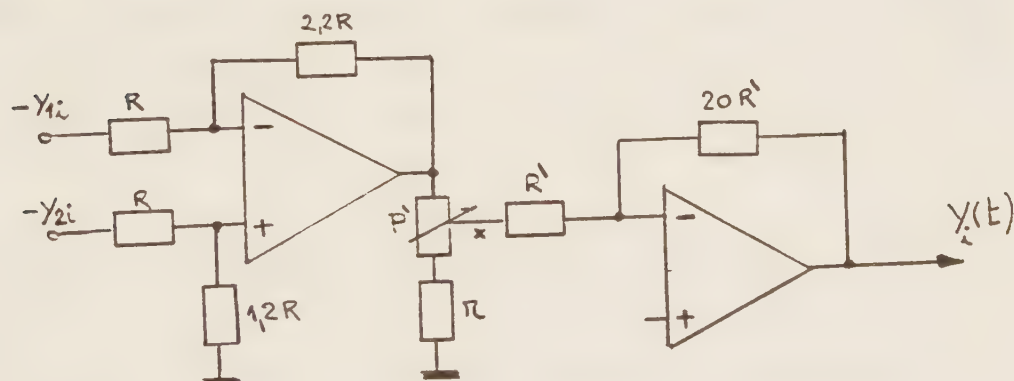


fig 31- Réalisation de $Y(t)$

R	=	200 K Ω	1 %
(2,2R)	=	442 K Ω	"
(1,2R)	=	240 K Ω	"
R'	=	20 K Ω	"
P'	=	5 K Ω	"
r	=	2 K Ω	"

Le potentiomètre P devra être réglé pour compenser les atténuations qui se produisent avant d'attaquer le bloc de mesures afin de reconstituer l'information initiale (V).

Multiplicateur de durée

Nous avons ajouté à l'entrée des mémoires analogiques (MA), pour le déphasage ($\Delta\phi$), un circuit multiplicateur de durée d'impulsion, car, aux fréquences élevées, la durée des impulsions ne permet pas de charger, correctement, les capacités C_1 et C_2 des mémoires analogiques. Le schéma de ce multiplicateur est représenté figure 32

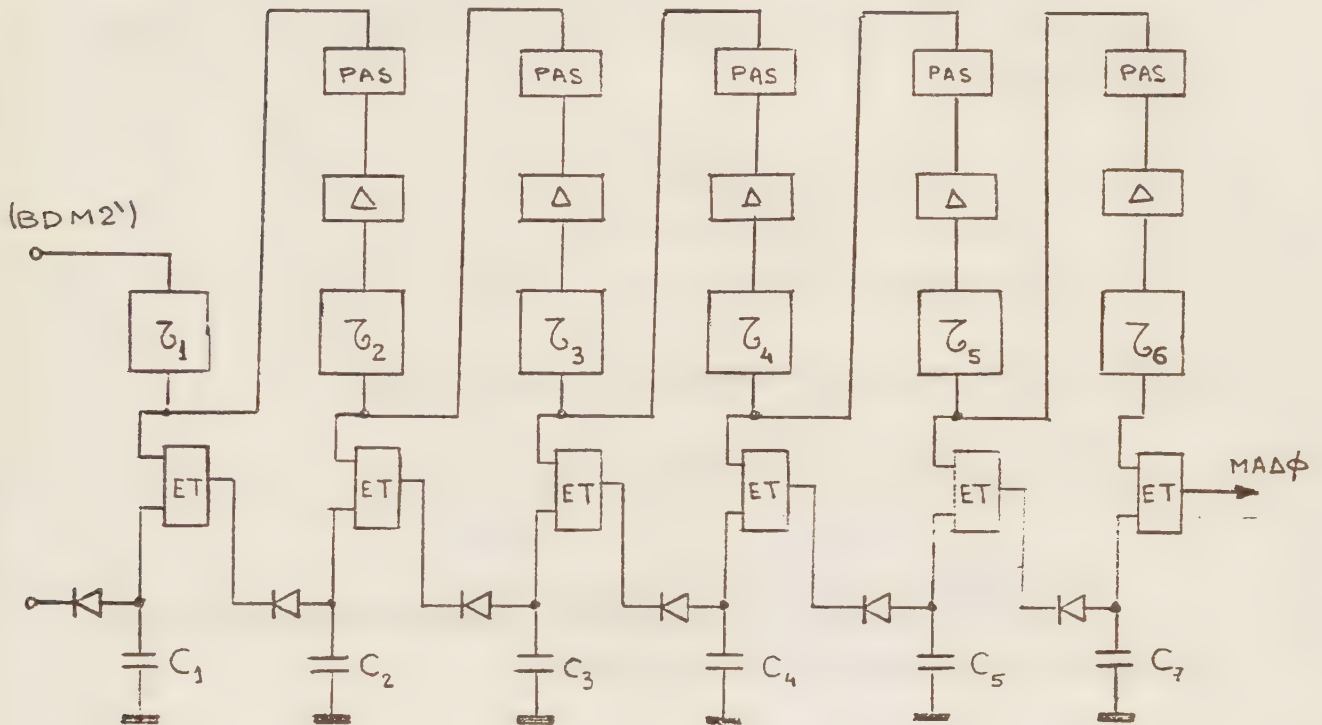


fig 32 multiplicateur de durée

BDM2' Bloc de détection de la mémoire 2'

MA $\Delta\phi$ Mémoire analogique $\Delta\phi$

T Retard

Δ Pulseur

Pour le calcul, considérons les équations de charge et de décharge des capacités de chaque cellule.

Le signal d'entrée de la première cellule est l'échelon rampe $t.u(t)$. A la sortie nous avons : $\left(t - \varepsilon(t) \right) . u(t)$ où $\varepsilon(t)$ est de la forme :

$$\varepsilon(t) = \frac{\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1 C_1}} \right)}{\left(\frac{1}{\tau_1 C_1} \right)}$$

τ_1 : résistance associée à la capacité C_1

C_1 : capacité de la cellule.

Dans le cas le plus défavorable, correspondant à la mesure d'un angle de l'ordre de 2° à $f = 10 \text{ KHz}$:

$$t(2^\circ) = 0,5 \mu\text{s}.$$

Nous nous fixons une erreur maximale inférieure à 2 % pour la mesure de déphasage. Il s'ensuit :

$$\tau_1 C_1 \leq 10 \times 10^{-9} \text{ s} \quad \begin{array}{l} \text{Pour la charge de la cellule 1} \\ \text{avec } \tau_1 < 300 \Omega \text{ et } C_1 = 30 \text{ pF} \end{array}$$

$$RC_1 = 30 \times 10^{-6} \text{ s} \quad \begin{array}{l} \text{Pour la décharge de la cellule 1} \\ \text{avec } R > 1 \text{ M}\Omega \end{array}$$

Le tableau ci-après donne toutes les valeurs permettant de réaliser physiquement le multiplicateur de durée des impulsions avec :

$$\left(R \cdot C_{i+1} \right) = \left(\frac{R \cdot C_i}{10} \right) = T_1 \quad \text{pour } i \geq 1$$

où R : résistance de charge de la cellule

R : " " " décharge " "

C_i : capacité de la cellule

T_1 : durée de temporisation de chaque cellule

$$T_1 = R \cdot C_1$$

V_i/V : rapport des tensions de la sortie de la cellule i

(V_i) et de l'entrée du multiplicateur de durée

à l'instant où la cellule $(i + 1)$ est chargée

R_0 : résistances ($R_{01} = 100 \text{ K}\Omega$)

C_i : capacités des circuits de temporisation T_1

Cellule(i)	$rC_1^*(S)$	$RC_1^*(S)$	C_1^*	$\overline{C}_1(S)$	V_1/V	C_1	$R_b(\Omega)$
1	$9 \cdot 10^{-9}$	$30 \cdot 10^{-6}$	30pF	$3 \cdot 10^{-6}$	0,90	43pF	100 K
2	$0,6 \cdot 10^{-6}$	$0,6 \cdot 10^{-3}$	600pF	$60 \cdot 10^{-6}$	0,81	0,86nF	100 K
3	$12 \cdot 10^{-6}$	$12 \cdot 10^{-3}$	12nF	$1,2 \cdot 10^{-3}$	0,72	17,2nF	100 K
4	$0,24 \cdot 10^{-3}$	0,24	240nF	$24 \cdot 10^{-3}$	0,65	344nF	100 K
5	$4,8 \cdot 10^{-3}$	4,8	4,8 μ F	0,48	0,58	6,9 μ F	100 K
6	0,10	100	100 μ F	2,5	0,52	35 μ F	100 K

Une précision de $\pm 1\%$ est souhaitable pour les composants.

Deux potentiomètres P_1, P_2 , situés dans les amplificateurs placés aux sorties des mémoires analogiques, sont réglés pour compenser les atténuations :

(P_1) compense l'atténuation due à la mémoire analogique (MA Δ B)

(P_2) compense les atténuations dues à la mémoire analogique (MA Δ $\emptyset$) et au circuit multiplicateur de durée des impulsions.

BLOC DE MESURES

Appareils de mesures

Deux possibilités sont offertes à l'opérateur pour la visualisation des valeurs de gain (dB) et de déphasage ($\Delta\phi$) :

- 1 - Lectures sur le décibelmètre et le phasemètre incorporés à l'appareil,
- 2 - Enregistrement, sous forme de courbe segmentée, sur un oscilloscope ou un enregistreur branchés à la sortie de l'appareil.

Les lectures sur le décibelmètre et le phasemètre se font grâce à un commutateur qui positionne les fréquences avec les mémoires analogiques correspondantes.

Les graduations de ces appareils de mesures sont :

Décibelmètre	(- 40 dB) → - 11 V
	(0 dB) → - 9 V
	(+ 40 dB) → - 7 V

Phasemètre	(0°) → - 3 V
	(- 180°) → - 3,9 V
	(- 360°) → - 4,8 V

Le circuit qui permet ce branchement est indiqué figure 33

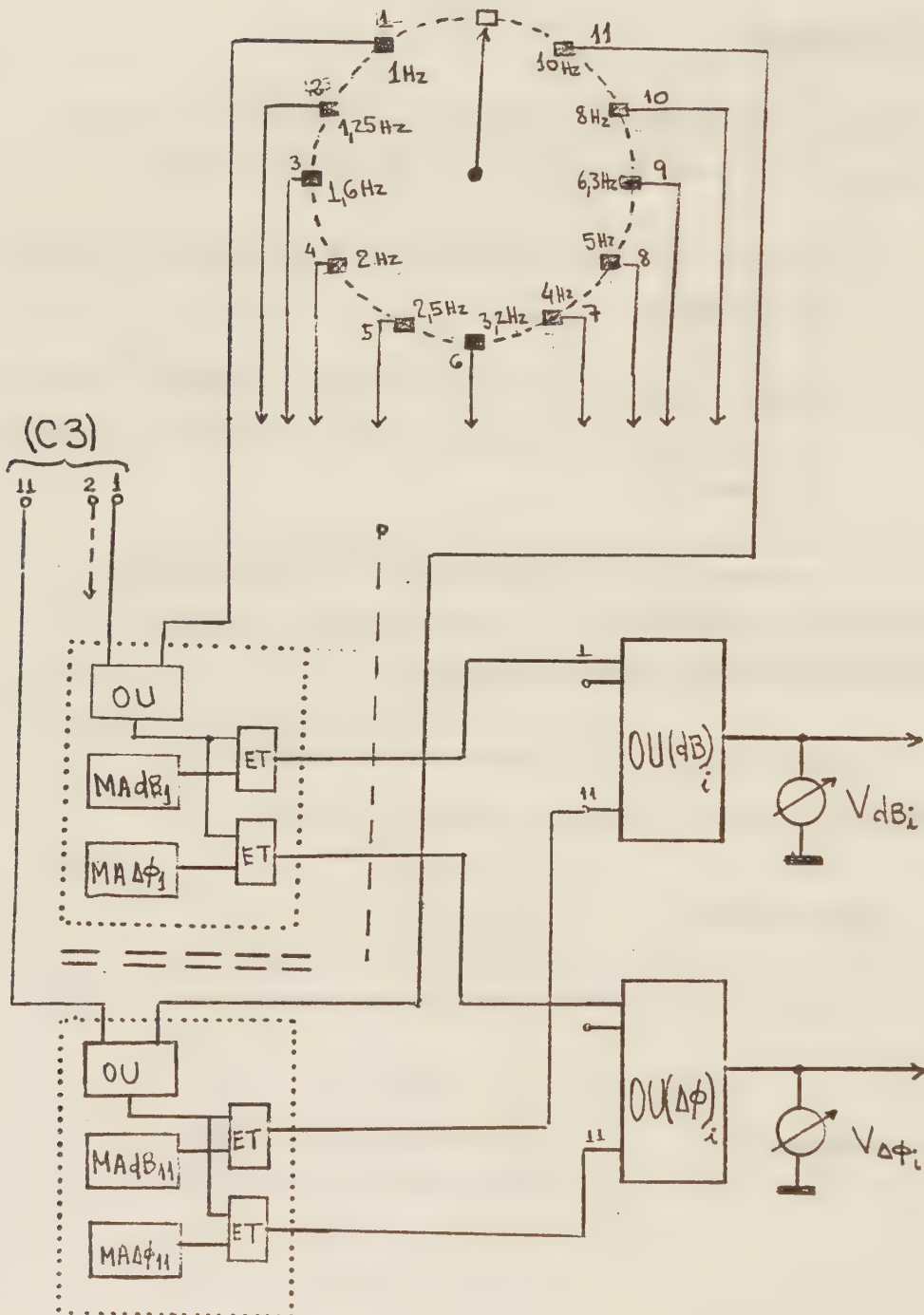


fig 33 mesures par les appareils

Nous avons utilisé pour cette partie :

11 circuits (OU) à deux entrées : 1'une provenant du commutateur (fréquences) et 1'autre de la commande 3,

1 commutateur 12 positions : 11 pour les fréquences de la décade et 1 pour le repos,

22 circuits (ET) : 11 pour les (dB) et 11 pour les ($\Delta\phi$),

2 circuits (OU) à 11 entrées chacun,

2 voltmètres gradués 1'un en décibelmètre (- 11 V à - 7 V),
1'autre en phasemètre (- 4,8 V à - 3,0 V).

Visualisation des courbes

Pour réaliser cette visualisation, nous avons réalisé le circuit correspondant au schéma de la figure 34.

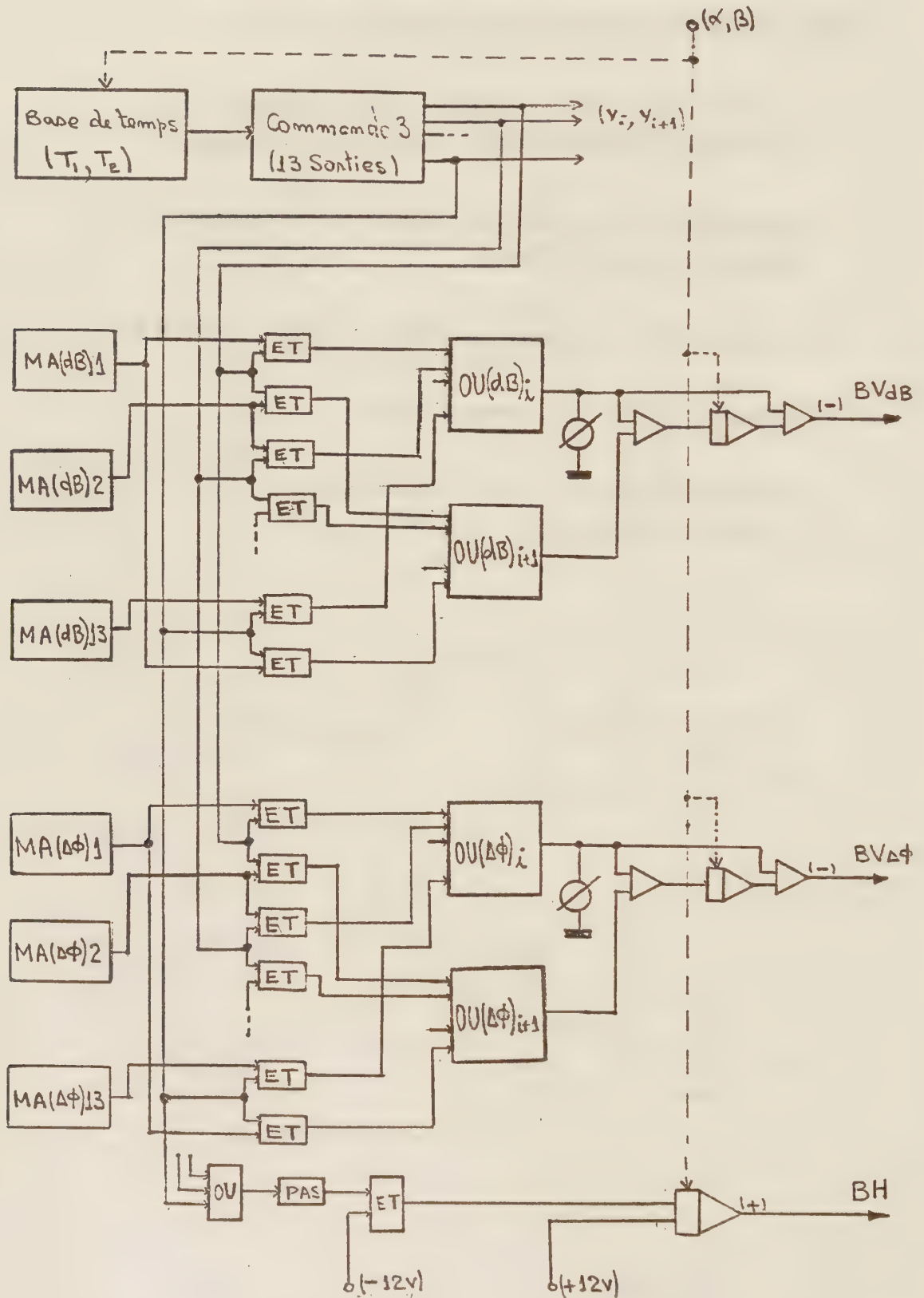


fig 34 Schéma pour la visualisation des courbes

- T_1 Constante de temps de 20 ms, pour la représentation sur l'oscilloscope
- T_2 Constante de temps de 1 s, pour la représentation sur l'enregistreur
- MA_i Mémoire analogique i quelconque
- MA(i+ 1) Mémoire analogique qui succède la mémoire MA_i
- BV Balayage vertical
- BH Balayage horizontal
- MM Mise en marche
- $T_1 = 11 T_1$ et $T_2 = 11 T_2$
- α Contact qui enclenche tous les C pour permettre T_1 et T_1
- β Contact qui enclenche tous les C pour permettre T_2 et T_2

La base de temps est un multivibrateur et la commande 3 (C3) un registre à glissement à 13 sorties.

Le multivibrateur - produit des signaux carrés de période - T_1 ou T_2 et attaque la commande 3. Pour la réalisation de la courbe de gain, chaque sortie va agir sur 2 mémoires analogiques consécutives (i) et (i + 1) pour permettre la construction des droites à partir de ces deux valeurs (i) et (i + 1). Il en est de même pour la réalisation de la courbe de déphasage.

Les sorties BV_{dB} et $BV_{\Delta\phi}$ correspondent au balayage vertical.

Pour le balayage horizontal, on utilise un intégrateur de constante d'intégration $T_1' = 11 T_1$ ou $T_2' = 11 T_2$; la sortie correspondante est BH.

Base de temps

C'est un multivibrateur qui fournit soit 50 Hz (T_1), soit 1 Hz (T_2). Il fait glisser les états "1" dans les bascules de la commande 3.

Nous avons adopté les valeurs suivantes pour sa réalisation :

$$R_C = 2,2 \text{ K}\Omega, \quad R_D = 100 \text{ K}\Omega, \quad T_1 \text{ et } T_2 : \text{ P201}$$

$$C = C_1 = 0,14 \text{ }\mu\text{F} \quad \text{dans le cas de la constante de temps } T_1$$

$$C = C_2 = 7 \text{ }\mu\text{F} \quad \text{dans le cas de la constante de temps } T_2$$

Commande 3

C'est un registre à glissement à 13 sorties (figure 35) où :

- Les 11 premières sorties correspondent aux fréquences de la décade (dB et $\Delta\phi$)
- Les sorties 12 et 13 a la référence "0" (dB et $\Delta\phi$)
- Les sorties 11, 12 et 13 attaquent l'intégrateur pour le balayage horizontal d'après les circuits :

(OU) $\rightarrow$ (PAS) $\rightarrow$ (ET)

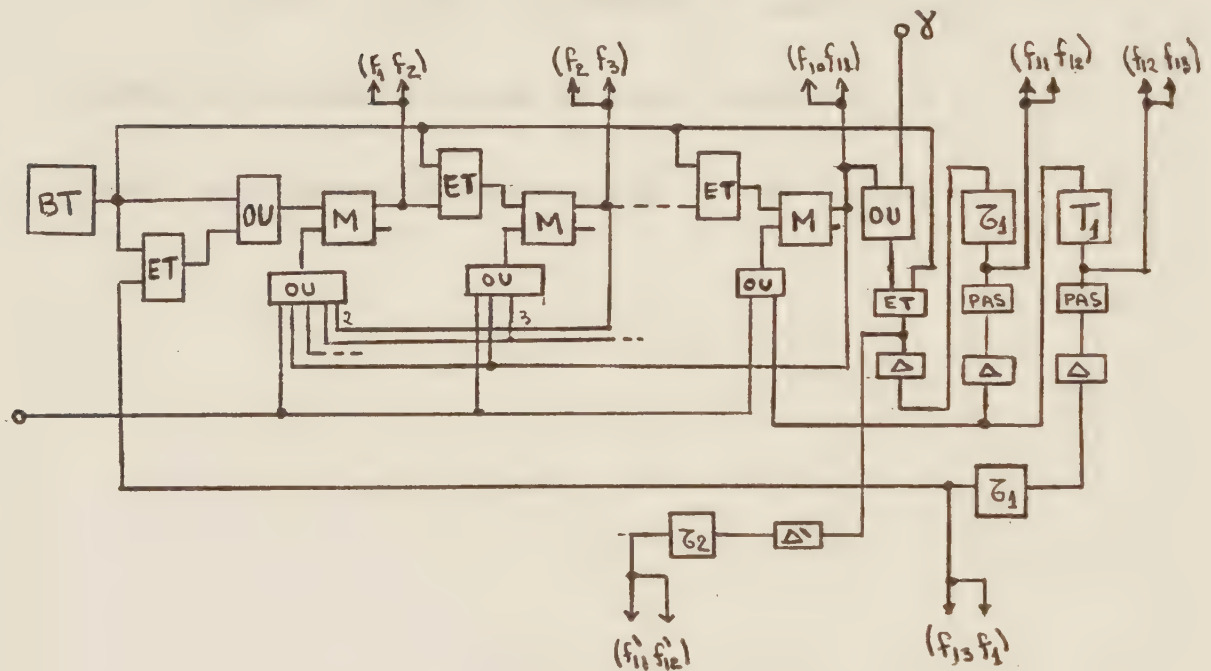


fig 35 Commande 3 (C3)

- f_{12} et f_{13} correspondent à la référence "0"
- γ sortie permettant la représentation de la courbe dans le cas où, par suite d'une non linéarité à partir d'une certaine fréquence, la courbe n'est pas complète
- τ_2 retard ($\tau_2 = 1$ s)
- τ_1, T_1, τ_1 retards ($\tau_1 = 0,1$ ms) et ($T_1 = 0,1$ s) permettant le retour à l'information initiale de façon à avoir une courbe fermée sur l'écran de l'oscilloscope
- BT base de temps (T_1, T_2)
- Δ, Δ' pulseurs

Chaque sortie de la commande 3 attaque les mémoires analogiques (i) et (i + 1). A la sortie de ces mémoires sont branchées un intégrateur (de même constante de temps que la base de temps) et un sommateur de façon à pouvoir réaliser l'expression :

$$Y = Y_i + (Y_{i+1} - Y_i) \frac{t}{RC}$$

Balayage vertical

Pour réaliser le balayage vertical, nous avons deux systèmes d'amplificateurs qui permettent de réaliser l'expression ci-dessus ; un pour les (dB) et l'autre pour les ($\Delta\phi$). Le circuit analogique correspondant est représenté figure 36.

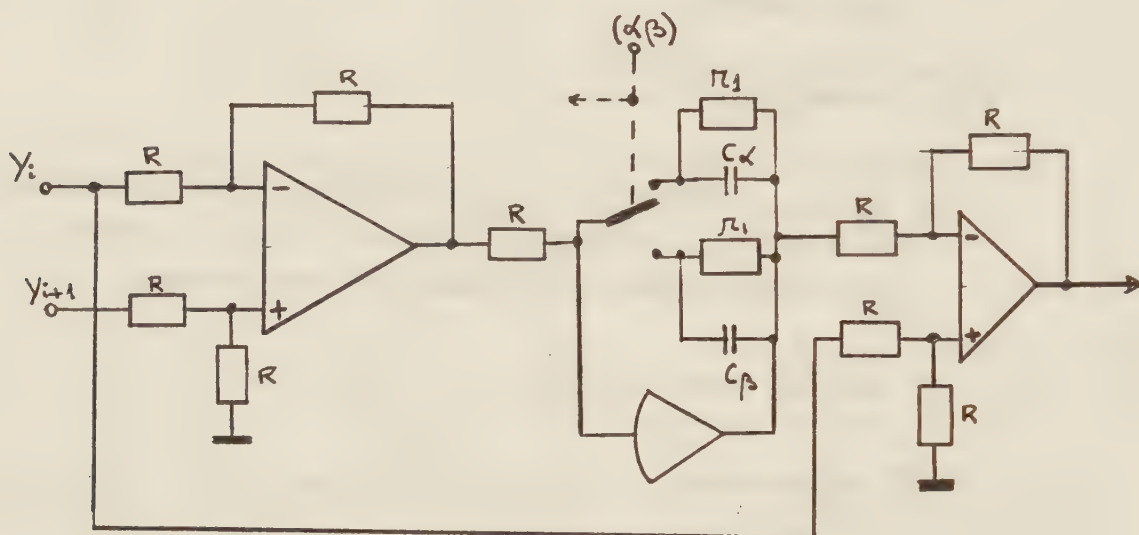


fig 36 Balayage vertical

$R = 0,5 \text{ M}\Omega$	1 %
$C = 20 \text{ nF}$	15 V
$C = 1 \text{ }\mu\text{F}$	15 V
$r_1 = 5 \text{ M}\Omega$	1 %

α, β contacts pour le choix de la constante de temps

Balayage horizontal

Le circuit utilisé pour le balayage horizontal est représenté figure 37.

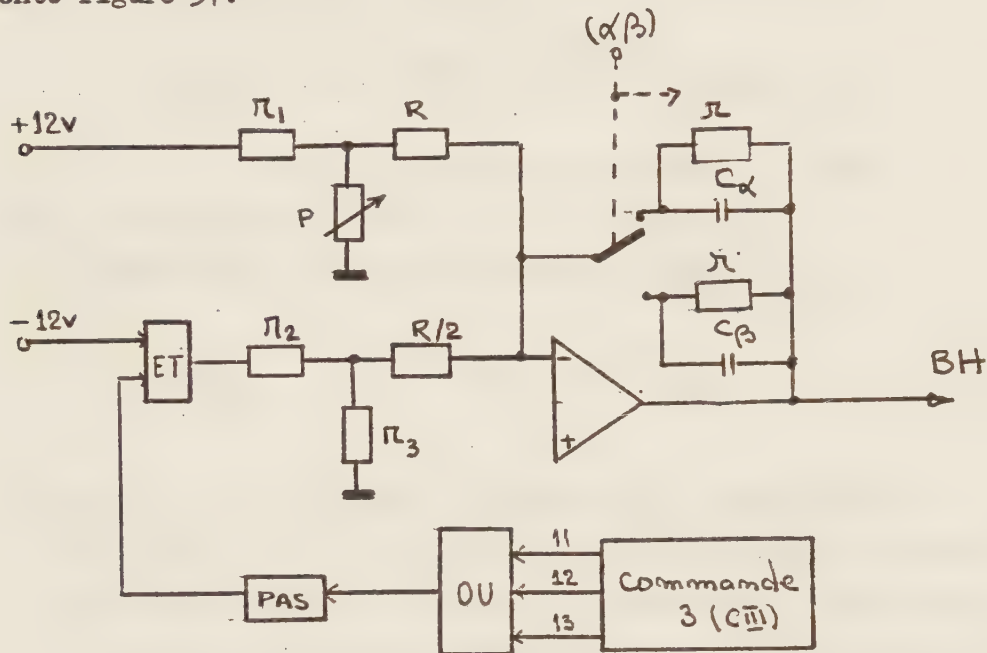


fig 37 Balayage horizontal

- $C_{\alpha} = 20 \text{ nF}$
- $C_{\beta} = 1 \mu\text{F}$
- $R = 0,5 \text{ M}\Omega, 1 \%$
- $r_1 = 10 \text{ K}\Omega, 1 \%$
- $r_2 = 11 \text{ K}\Omega, 1 \%$
- $r_3 = 1 \text{ K}\Omega, 1 \%$
- $P = 2 \text{ K}\Omega, 1 \%$
- $r = 5 \text{ M}\Omega, 1 \%$
- $R/2 = 250 \text{ K}\Omega, 1 \%$

- α : position correspondant à ($T_1 \rightarrow 50 \text{ Hz}$)
- β : position correspondant à ($T_2 \rightarrow 1 \text{ Hz}$)
- PAS est commandé à partir des sorties 11, 12 et 13 de la commande 3 ce qui permet de décharger C α pour le cas de représentation sur l'oscilloscope
- x : point de vérification

L'intégrateur utilisé pour le balayage horizontal intègre et fournit une tension croissante qui représente les fréquences. En synchronisme, l'intégrateur utilisé pour le balayage vertical fait le déplacement vertical entre deux valeurs (i) et (i + 1) jusqu'à la dernière information qui est stockée dans la mémoire (MA 11), représentant ainsi les (dB) et ($\Delta\phi$). L'intégrateur (BH) commence à se décharger et les référence "0" des mémoires analogiques (dB) et ($\Delta\phi$) sont représentées grâce aux retards existant dans la commande 3.

Les courbes figure 38 et figure 39 indiquent la représentation effectuée, soit sur l'oscilloscope, soit sur l'enregistreur.

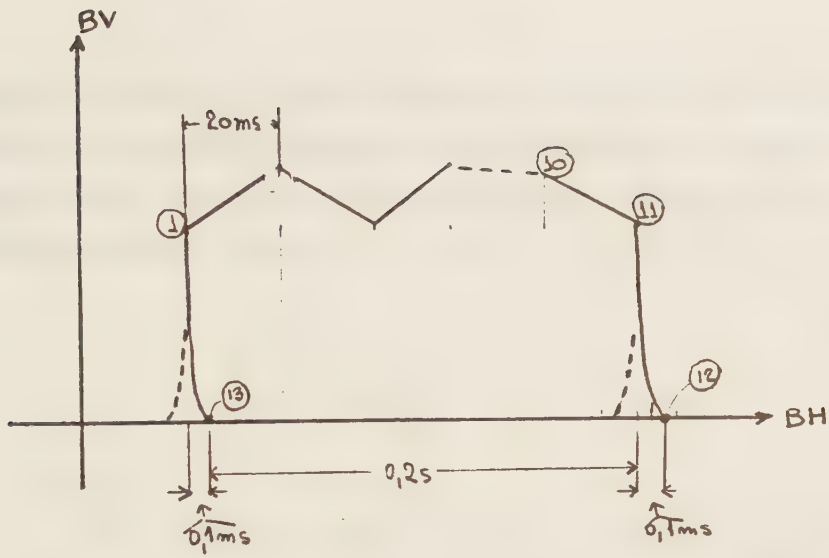


fig 38 Représentation par l'oscilloscope

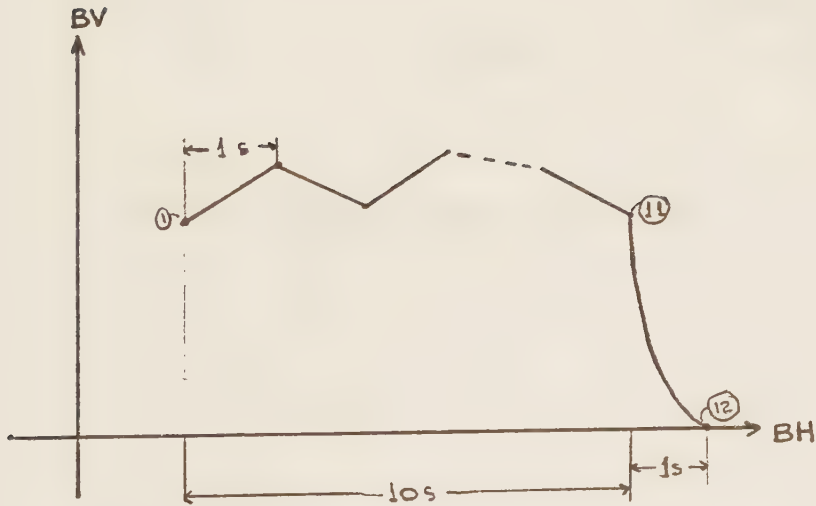


fig 39 Représentation par l'émnégistreur

Système non linéaire à partir d'une certaine fréquence

Dans le cas où il existe seulement quelques valeurs stockées en mémoires analogiques, ceci parce que le système devient non linéaire aux fréquences plus élevées, nous avons ajouté le circuit de la figure 40 qui permet de représenter les courbes (dB) et ($\Delta \phi$) avec un nombre plus petit de valeurs stockées.

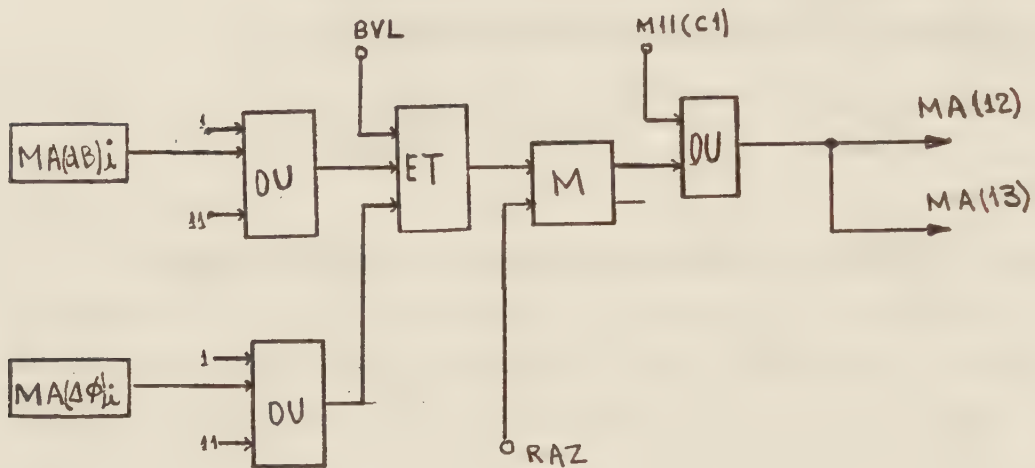


fig 40 Circuit de retour à zéro

- BVL Bloc de vérification de linéarité
- MA(12), MA(13) Mémoire analogique (12) et (13)
- M11 Sortie de la mémoire (11) Commande 1
- M Bascule auxiliaire
- RAZ Remise à zéro de M

Ce circuit fonctionne lorsqu'une tension provient du "EVL". Cette tension ouvre la porte "ET" qui va exciter la mémoire "M". Cette dernière va agir sur les mémoires "MA(12)" et "MA(13)", permettant le retour à zéro du "spot" de l'oscilloscope ou de l'enregistreur.

CONCLUSION

L'appareil conçu sert à effectuer automatiquement l'analyse fréquentielle des systèmes linéaires en vue de leur utilisation dans les asservissements. Il permet une visualisation directe sur oscilloscope ou sur enregistreur des courbes de Bode de ces systèmes.

L'automatisation réalisée permet une réduction importante du travail de l'opérateur. La simplicité des réglages et des commandes réduit les causes d'erreurs, la précision des mesures coïncidant ainsi avec la précision de l'appareil.

Du point de vue réalisation, les circuits utilisés comportent uniquement des éléments classiques tant du point de vue des éléments logiques que des éléments analogiques. En particulier l'utilisation systématique d'amplificateurs opérationnels et de circuits intégrés a simplifié considérablement la réalisation et la mise au point en laboratoire, que nous avons effectuées à l'Institut National des Sciences et Techniques Nucléaires (I.N.S.T.N.) à Saclay.

Du point de vue conception, nous nous sommes efforcés de simuler à l'aide de circuits électriques les opérations manuelles d'un opérateur qui, à l'aide d'un appareillage classique, (générateur de fréquence, voltmètre, oscilloscope,) effectuerait une analyse de la transmittance d'un système linéaire. Pour cela, nous avons établi un organigramme des opérations physiques effectuées qui nous a servi de guide à l'établissement du schéma-bloc détaillé.

Du point de vue précision totale de la mesure, nous devons considérer :

- d'une part, la précision intrinsèque de l'appareil correspondant à des erreurs de :

.. ± 1 dB pour le gain
 $\pm 5^\circ$ pour le déphasage.

- d'autre part, l'erreur de visualisation correspondant à la représentation segmentée des courbes.

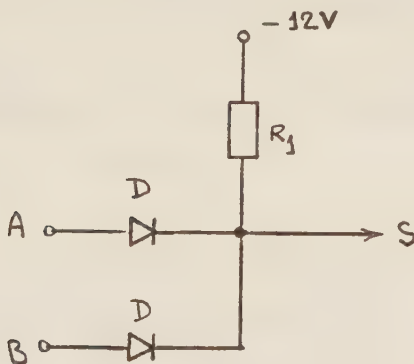
Enfin, du point de vue financier, notre souci d'utiliser des éléments simples et standardisés, doit conduire à un prix de revient relativement bas. L'ensemble des éléments utilisés coûte environ 1 500 F. Il faut ajouter à ce prix le coût de la mécanique et du câblage.

APPENDICE

Nous décrivons, dans ce chapitre, les circuits bases utilisés pour la réalisation du transféromètre :

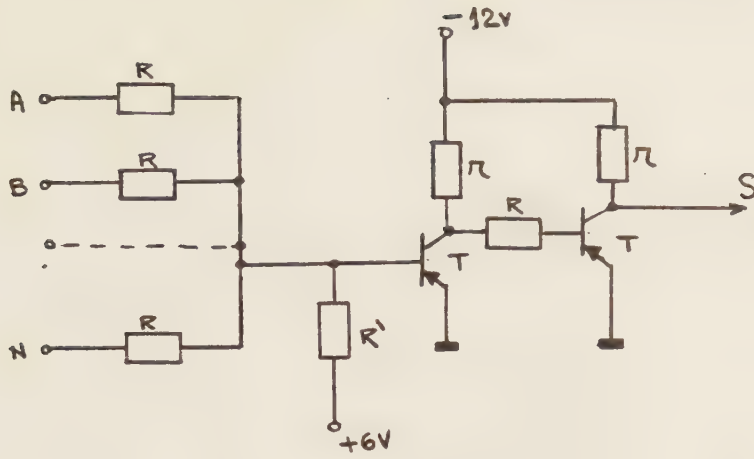
1°/ - Circuit ET 

Les deux montages de base sont représentés figure et figure



d'où $S = A.B$

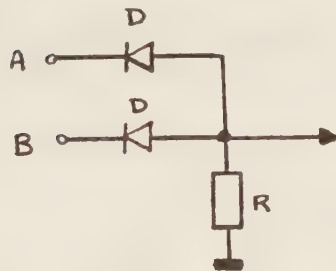
Ce circuit comporte deux entrées et ne permet que des impédances de charges très élevées.



d'où $S = A.B....N$

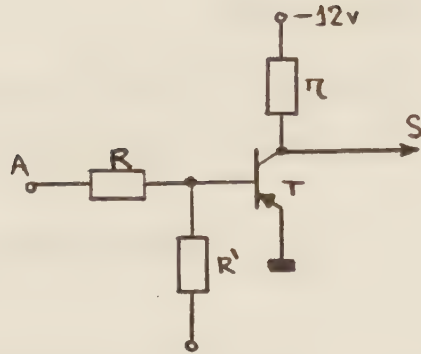
Ce circuit comporte plusieurs entrées et s'adapte bien à des impédances de charge relativement basses.

2°/ - Circuit (OU)



$S = A \vee B$

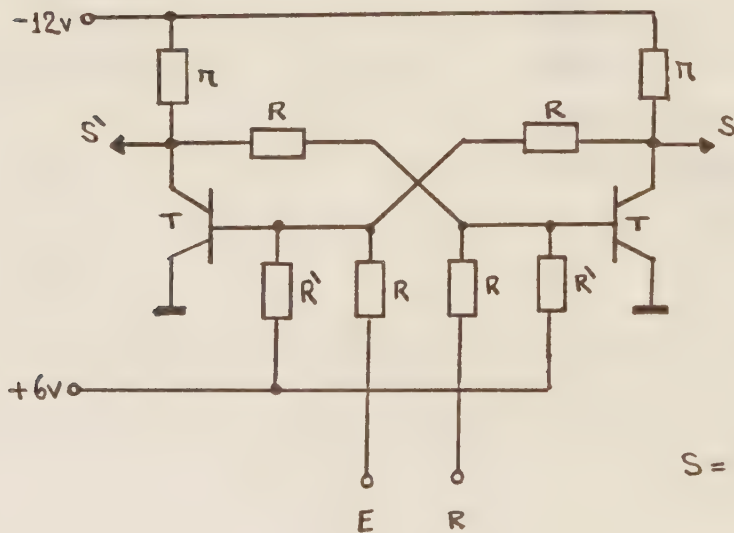
3°/ - Circuit (PAS)



$$S = \bar{A}$$

4°/ - Mémoire élémentaire (M)

Ce montage se réalise à l'aide de 2 circuits "PAS" suivant le schéma de la figure



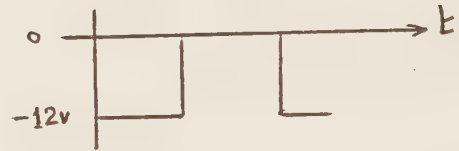
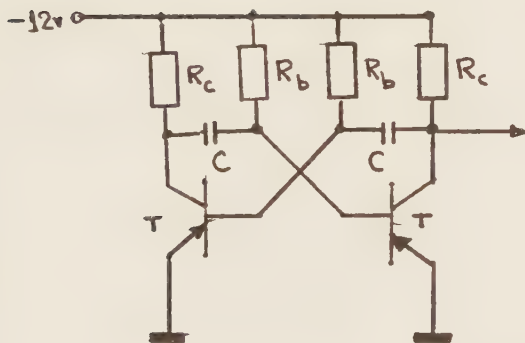
$$S = \bar{S}' = (E \vee S) \cdot \bar{R}$$

Les valeurs adoptées pour les composants des circuits indiqués ci-dessus sont :

T = P201
D = 15P1
R = $6,8K\Omega$
 R_1 = $4,7K\Omega$
R' = $22K\Omega$
r = 330Ω

5°/ - Multivibrateur

T →



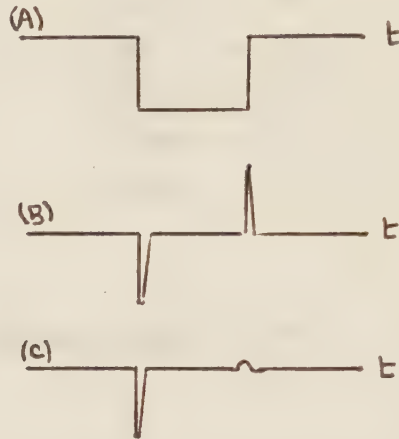
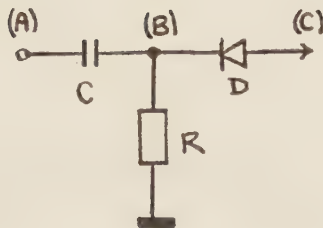
Avec $t \cong 0,69 R_b C$

$$\frac{R_b}{R_c} \approx 10$$

6°/ - Pulseur (Δ)



C'est un circuit dérivateur écreteur utilisé généralement pour le déclenchement des monostables.



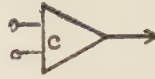
avec $C = 1 \text{ nF}$
 $R = 1 \text{ K}\Omega$
 $D = 15 \text{ P1}$

7°/ - Retard (ζ)

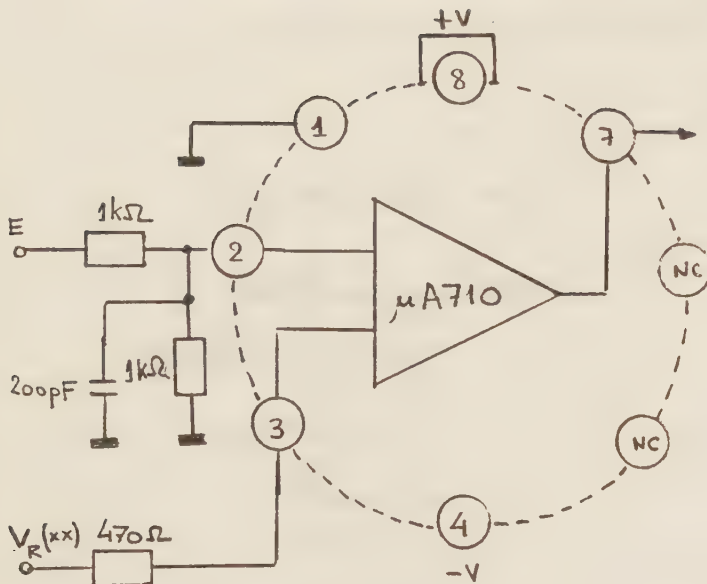


C'est un monostable qui fournit une impulsion de sortie retardée d'une certaine valeur par rapport à l'impulsion d'entrée..

8°/ - Comparateurs (c)



Nous avons utilisé le circuit intégré ($\mu A710$) SGS FAIRCHILD.



2 Entrée (+)

3 Entrée (-)

7 Sortie

4 Alimentation (- V) = - 6 V

8 Alimentation (+ V) = + 12 V

$V_R^{(xx)}$ tension de référence : ± 5 V

résistance de sortie 200Ω

excursion de la tension de la sortie + 3,2 V à - 0,5 V

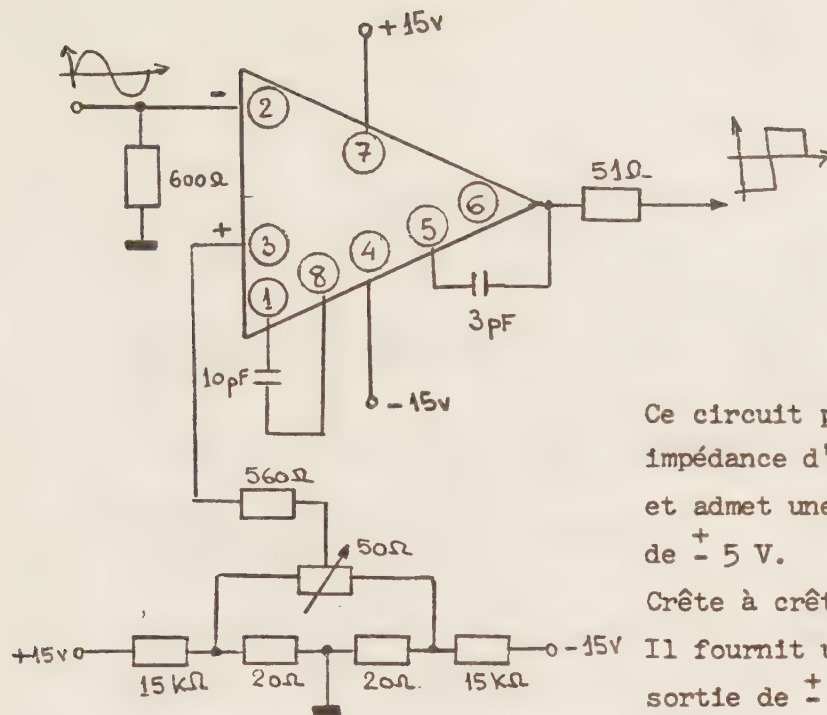
consommation 90 mW

temps de réponse 40 nS

9°/ - Circuit de rectangularisation



Permet la transformation de sinusoïdes en signaux carrés déphasés de 180° .



Ce circuit présente une impédance d'entrée de 600Ω et admet une tension d'entrée de $\pm 5\text{ V}$.

Crête à crête.

Il fournit une tension de sortie de $\pm 12\text{ V}$

10 - Inverseur

$$E \rightarrow -E$$



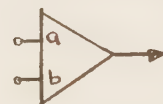
11 - Gain

$$E \rightarrow -KE$$



12 - Sommeur

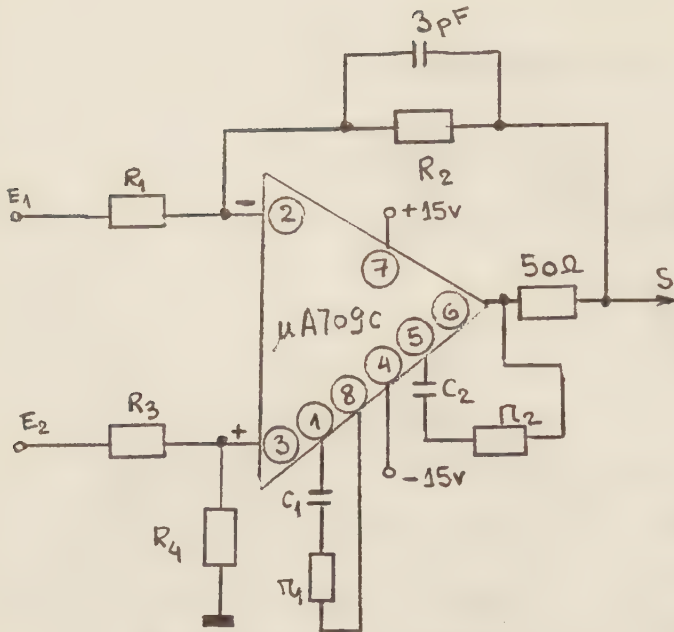
$$E_1, E_2 \rightarrow -(aE_1 + bE_2)$$



13 - Soustracteur

$$E_1, E_2 = E_1 - E_2$$

Ces opérations sont réalisables avec le circuit de la figure ci-dessous où sont indiquées les compensations.



$$S = -E_1 \frac{R_2}{R_1} + E_2 \frac{R_4}{R_3}$$

Les résistances R peuvent varier de 2 KΩ à 500 KΩ de telle façon que

$$S = 12 \text{ V}$$

$$\text{avec } C_1 = 100 \text{ pF} \quad C_2 = 4,3 \text{ pF}$$

$$r_1 = 1,5 \text{ K}\Omega \quad r_2 = 1,8 \text{ K}\Omega$$

14 - Intégrateurs

Pour cette opération, nous avons utilisé les compensations suivantes :

$$C_1 = 5 \text{ nF} \quad C_2 = 200 \text{ pF}$$

$$r_1 = 1,5 \text{ K}\Omega \quad r_2 = 0$$

avec R_3 et R_4 remplacées par un potentiomètre ($P = 100 \text{ K}\Omega$) relié à la masse.

R_2 est dans ce cas remplacée par le condensateur d'intégration.

Performances du uA709C

Alimentation + 15 V (7), - 15 V (4)

Impédance de sortie en boucle ouverte 150Ω

Impédance de l'entrée + $400\text{ K}\Omega$

Excursion maximale de la tension à la sortie $\begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 12\text{ V}$

Excursion maximale de la tension à l'entrée $\begin{matrix} + \\ - \end{matrix} 8\text{ V}$

Consommation en puissance 80 mW

BIBLIOGRAPHIE

MICHEL R. MOTTE

Les transistors - TP éditions - PARIS (1954)

KORN-KORN

Electronic analog. Computer

Mac-Graw Hill - NEW YORK (1956)

P. NASLIN

Circuits à relais et automatismes à séquence

Dunod - PARIS (1958)

GENERAL ELECTRIC

Manual de transistors

ARBO' editors - BUENOS-AIRES (1959)

GRABBE RAMO WOOLDRIDGE

Automation Computation and Control (Systems) - Vol. 3

J. Wiley - NEW-YORK (1961)

R. ASCHEN

Conception et réalisation des amplificateurs à transistors

Revue Mesures - N° 314 - PARIS (1963)

PELLEGRIN

Les calculatrices électroniques

Fayard - PARIS (1963)

GILLE - DECAUNE - PELLEGRIN

Théorie et calcul des ~~asservissements~~

Dunod - PARIS (1963)

Yves SEVELY

Les calculatrices analogiques électroniques

Cours polycopiés - ENSEEHT - TOULOUSE (1964)

B. CLEMENTZ

Condensateur au polyester

Revue Electronique Professionnel n° 342 - PARIS (1964)

J. LAGASSE

Etude des circuits électriques

Eyrolles - PARIS (1965)

P. NASLIN

Principes des calculatrices numériques automatiques

Dunod - PARIS (1965)

VAN VALKENBURGH

NOOGER AND NEVILLE INC.

Circuits électroniques

Gamma - PARIS (1968)

H. LILEN

Principes et applications des circuits intégrés linéaires

Editions Radio - PARIS (1968)

J. LAGASSE

Logique combinatoire et séquentielle

Dunod - PARIS (1970)

Revue RADIOTECHNIQUE - COPRIM RTC

Les transistors MOS et leurs applications - n° 27 - PARIS

Revue RADIOTECHNIQUE - COPRIM RTC

Circuits intégrés linéaires - Amplificateurs opérationnels - N° 28
PARIS

Revue RADIOTECHNIQUE - COPRIM RTC

Circuits intégrés linéaires - TAA 293 - N° 29 -
PARIS

DE OLIVEIRA FILHO, J.A.

Essais pédagogiques sur les servomécanismes
INSTN-SACLAY (à paraître) (1970)

Didier LESBRE

Amélioration de la résistance des cellules solaires aux rayonnements
Thèse de Doctorat - TOULOUSE (1969)

DEUXIÈME THÈSE

Propositions données par la Faculté

Vu et approuvé :

ORSAY

~~PARIS~~ le 3 JUILLET 19 70

Le Doyen de la Faculté des Sciences,



G. Pinton

